

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

INVERSOR DE CORRENTE MONOFÁSICO  
COM COMUTAÇÃO ZCS UTILIZANDO  
MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL  
DE SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE  
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JAMES SILVEIRA


FLORIANÓPOLIS, JANEIRO DE 1993

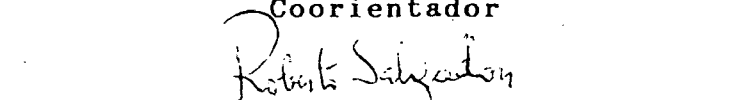
INVERSOR MONOFÁSICO DE CORRENTE COM COMUTAÇÃO ZCS UTILIZANDO  
MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA

JAMES SILVEIRA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO  
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA  
ELETRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE  
PÓS-GRADUAÇÃO

  
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Orientador

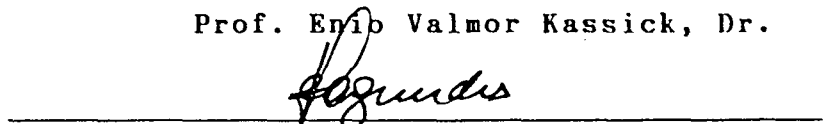
  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Coorientador

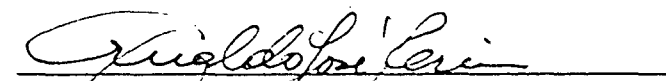
  
Prof. Roberto de Solza Salgado, PH.D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:

  
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

  
Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

  
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

  
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

A DEUS

A MEUS PAIS ZEFERINO E DAURA

A MEUS IRMÃOS JONY E JANE

A ALGUÉM ESPECIAL

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Denizar Cruz Martins, e co-orientador Ivo Barbi.

Aos professores participantes da banca examinadora de minha dissertação de mestrado: Arnaldo José Perin, João Carlos dos Santos Fagundes, Ênio Valmor Kassick e Denizar Cruz Martins, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

Ao prof. Arnaldo José Perin, e ao engenheiro Luis Carlos Martinhago Schlichting, pela amizade e apoio nos momentos importantes da realização deste trabalho.

Aos amigos, colegas de mestrado, em especial Wagner Bergamo do Nascimento, Sandro Barrero Viguetti, Domingo Ruiz Caballero e Alexandre Ferrari de Solza, pela amizade e contribuições neste trabalho.

Aos amigos, técnicos e funcionários do LAMEP, em especial à Luiz Marcellus Coelho, Antônio Luiz Schalata Pacheco, Adenir João da Silva e Rosângela Marcia Livramento, pela amizade e contribuições na realização deste trabalho.

À secretaria da Pós-Graduação, em especial a Wilson Silva Costa.

A todos a quem não posso citar individualmente, mas que não foram, de modo algum, menos importantes neste período.

À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA e CAPES pelo suporte financeiro.

## S U M Á R I O

RESUMO	iv
ABSTRACT	v
SIMBOLOGIA	vi
INTRODUÇÃO	x
 Capítulo I	 1
 1. Análise Qualitativa e Quantitativa do Inversor	 1
1.1 introdução	1
1.2 Etapas de funcionamento	2
1.3 Formas de onda e diagrama de fase	4
1.4 Equacionamento da estrutura	6
1.5 Comutação das chaves	9
1.6 Sobretensões nas chaves	10
1.6.1 Tempo de recuperação do tiristor	11
1.6.2 Modulação a ser utilizada	12
1.6.3 Distorção da tensão de saída	12
1.6.4 Picos de tensão sobre as chaves	12
1.7 Tempo mínimo de aplicação de tensão reversa	13
1.8 Equacionamento da modulação aplicada ao inversor	14
1.9 Conclusão	16
 Capítulo II	 18
 2. Circuito de Comando do Inversor	 18
2.1 introdução	18
2.2 Gravação e reconstituição dos padrões	19
2.3 Circuito de disparo dos tiristores	24
2.4 Modulação PWM	26
2.4.1 Objetivos da modulação	27
2.4.2 Modulação PWM senoidal clássica e Otimizada	27

2.5 Conclusões	29
Capítulo III	31
3. Projeto do Circuito de Potência	31
3.1 introdução	31
3.2 Descrição dos componentes	33
3.2.1 Cargas a serem alimentadas	33
3.2.1.1 Carga linear	33
3.2.1.2 Filtro para carga linear	34
3.2.1.3 Carga não-linear	38
3.2.1.4 Filtro sintonizado	39
3.2.2 Definição dos elementos ressonantes	41
3.2.3 Cálculo da fonte de corrente de entrada	42
3.2.3.1 Relação entre $i_s$ e $i_{lr}$	42
3.2.3.2 Cálculo da amplitude da fonte	43
3.3 Conclusões	45
Capítulo IV	47
Análise por Simulação Numérica	47
4.1 introdução	47
4.2 Simulação do sistema	47
4.2.1 Simulação para carga linear	47
4.2.2 Simulação para carga não-linear	55
4.3 conclusões	61
Capítulo V	62
5. Resultados Experimentais	62
5.1 introdução	62
5.2 Procedimento de projeto	62

5.3 Projeto do protótipo	63
5.4 Circuito de comando	67
5.5 Circuito de potência	69
5.5.1 Formas de onda experimentais	74
5.5.2 Carga linear	75
5.5.3 Carga não-linear	81
5.5.4 Desempenho da estrutura	82
5.6 Conclusões	83
 APÊNDICE	 84
 a. Filtro de Saída para Carga Linear	 84
A.1 Introdução	84
A.2 Análise do filtro	84
A.2.1 Regulação de corrente	87
A.2.2 Regulação de tensão	90
A.2.3 Cálculo para o harmônico de ordem n	91
 CONCLUSÕES GERAIS	 94
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 95

## RESUMO

- Busca-se através deste trabalho uma maneira eficiente e com baixos custos, de obter um inversor de corrente, a ser utilizado para a alimentação de cargas lineares e não-lineares.

- Utiliza-se para tal fim, técnicas para minimizar:

\* Conteúdo harmônico: objetivando a redução dos elementos de filtragem da estrutura;

\* Perdas nas chaves: Para um melhor aproveitamento das mesmas e minimização dos dissipadores;

\* Custos, peso e volume: Se corretamente utilizadas, as técnicas anteriormente descritas influenciam significativamente no custo, peso e volume da estrutura final;

- Desenvolve-se o estudo teórico e prático durante este trabalho, mostrando os resultados de cada situação, para que se possa identificar as melhores formas de aplicação da referida estrutura.



## A B S T R A C T

This work concerns about a low cost and efficient method, to obtain a current inverter, for linear and non-linear loads.

- Some techniques are employed in order to minimize:

\* Harmonic distortion: in order to reduce the filter components of the topology;

\* Switching losses: the ZCS commutation is used to obtain a better performance of the switches, and to minimize the heat sinks;

\* Cost, weight and volume: if correctly used, the above mentioned techniques contribute to reduce cost, weight and volume of the topology.

- The theoretical studies and experimentation are developed during this work, showing the results in each situation, in order to identify the best application of the presented topology.

## S I M B O L O G I A

Ae	- Área efetiva da perna central do núcleo.
An	- Entrada da memória.
Aw	- Área da janela do núcleo.
A(n)	- Coeficiente da série de fourier.
Bmax	- Máxima densidade de fluxo magnético.
Cf	- capacitor de filtragem.
Cl	- Capacitor de carga (não-linear).
Clk	- Sinal de relógio.
cos $\Phi$	- Fator de potência da carga.
Cr	- Capacitor de Ressonância.
D	- Largura de pulso.
Dn	- Saída da memória.
EO	- Queda de tensão durante a condução do tiristor.
I	- Corrente de entrada.
ic	- Corrente no capacitor ressonante.
Ief	- Corrente eficaz.
il	- Corrente de carga.
ilr	- Corrente no indutor ressonante.
Imed	- Corrente média.
Ipk	- Corrente de pico.
is	- Corrente modulada.
isef	- Corrente de saída eficaz.
ispk	- Corrente de saída de pico.
it	- Corrente no tiristor.

$J_{max}$	- Máxima densidade de corrente.
$K_e$	- Fator de enrolamento.
$k$	- Número de parâmetros da modulação.
$L_f$	- Indutor de filtragem.
$L_l$	- Indutância de carga.
$L_r$	- Indutor de ressonância.
$m$	- Índice de modulação.
$M$	- Amplitude máxima da onda de referência.
$N$	- Número de disparos por período.
$N_e$	- Número de espiras.
$P$	- Potência térmica dissipada.
$\omega_r$	- Freq. angular da senóide de referência.
$P$	- Potência térmica dissipada no componente.
$P_s$	- Potência nominal de saída.
$Q_n$	- Saída do contador.
$R_{cd}$	- Resistência térmica entre cápsula e dissipador.
$R_{da}$	- Resistência térmica entre dissipador e ambiente.
$R_{ja}$	- Resistência térmica entre junção e ambiente.
$R_{jc}$	- Resist. térmica entre junção e cápsula.
$R_l$	- Resistência de carga.
$R_0$	- Resistência de condução do tiristor.
$S_s$	- Potência Aparente de saída.
$T$	- Período.
$T_a$	- Temperatura ambiente.

$T_j$	- Temperatura da junção.
$T_{max}$	- Máxima largura de pulso da modulação.
$t_{off}$	- Tempo de aplicação de tensão reversa.
$T_n$	- Tiristor número "n".
$T_q$	- Tempo de recuperação do tiristor.
$T_r$	- Período de ressonância.
$t_s$	- Tempo de subida da corrente no tiristor.
$T$	- Tempo de comutação.
$v_c$	- Tensão no capacitor ressonante.
$V_{cc}$	- Tensão de alimentação de +5V.
$V_{cmax}$	- Tensão máxima sobre o tiristor.
$V_{cmin}$	- Tensão reversa mínima sobre o tiristor.
$V_{co}$	- Tensão inicial sobre o capacitor.
$v_l$	- Tensão na carga.
$v_t$	- Tensão sobre o tiristor.
$V_s$	- Valor eficaz da tensão de carga.
$w$	- Frequência angular.
$w_0$	- Freq. angular do termo fundamntal.
$Z_l$	- Impedância de carga.
$\beta$	- Ângulo de disparo.

## "A P Ê N D I C E"

$e_i$	- Tensão de entrada.
$e_l$	- Tensão de saída.
$E_{in}$	- Tensão de entrada para harmônica de ordem n.
$E_{ln}$	- Tensão de carga para harmônico de ordem n.

- $g$  - Fator de amortecimento.
- $\mu$  - Freq. angular normalizada ( $w/w_0$ ).
- $il_{fn}$  - Corrente no indutor de filtragem (harmônica de ordem  $n$ ).
- $ic_f$  - Corrente no capacitor de filtragem. (harmônica de ordem  $n$ ).
- $il_n$  - Corrente de carga (harmônica de ordem  $n$ ).
- $I_{in}$  - Corrente de entrada para harm. de ordem  $n$ ).
- $I_{ln}$  - Corrente de carga para harmônica de ordem  $n$ .
- $K_1$  - Razão entre a impedância do capacitor do filtro e a de carga.
- $K_2$  - Razão entre a impedância do indutor de filtragem e a de carga.
- $K_{an}$  - Atenuação requerida para a harmônica de ordem  $n$ .
- $R_{ln}$  - Resistência de carga para harmônica de ordem  $n$ .
- $X_{ln}$  - Impedância indutiva para harmônica de ordem  $n$ .
- $X_{cn}$  - Impedância capacitiva para harmônica de ordem  $n$ .
- $w_0$  - Freq. angular de ressonância do filtro.
- $w$  - Freq. angular de operação.
- $Z_{ln}$  - Impedância de carga para harm. de ordem  $n$ .
- $Z_{tn}$  - Impedância total para harmônica de ordem  $n$ .

## INTRODUÇÃO

Nos tempos atuais, é de vital importância, para que um equipamento seja bem aceito no mercado consumidor, que o mesmo tenha dentre suas principais características, as de alta confiabilidade e, baixo custo, peso e volume, muitas técnicas foram desenvolvidas, e continuam a ser pesquisadas para que isto seja possível.

Algumas técnicas a que se refere, tratam da minimização do conteúdo harmônico na saída do conversor e comutação não-dissipativas das chaves.

O trabalho desenvolvido, visa estudar a viabilidade de duas destas técnicas, para que se alcance as características expostas anteriormente. Tendo ainda o objetivo, de analisar a estrutura para médias e altas potências (acima de 5KVA).

Na realização deste trabalho, devido a faixa de potência em que se deseja operar, optou-se pelo tiristor como chave comandada, por sua robustez, e também pela facilidade de comando, o que é uma vantagem adicional, pois sendo o comando mais simples, passa conseqüentemente, a ter menor custo de implementação.

Como técnica de minimização de harmônicos de saída, optou-se dentre as diversas existentes, pela modulação PWM Otimizada.

A principal razão desta escolha, foi a frequência de chaveamento em que pretende-se operar, que por trabalhar-se com tiristores é de baixa ordem.

Por fim, tem-se para completar o estudo, que fazer com que as comutações sejam realizadas de modo não-dissipativo, onde busca-se como vantagens, menor impacto térmico nas chaves e otimização dos dissipadores, isto é alcançado ao utilizar, o fenômeno da ressonância de forma adequada à estrutura em questão.

O inversor proposto, é apresentado nos capítulos a seguir, da seguinte forma: teóricamente nos capítulos I, II, III; por simulações no capítulo IV e através da implementação de um protótipo, cujos principais resultados, são apresentados no capítulo V.

## CAPÍTULO I

### 1 - Análise Qualitativa e Quantitativa do Inversor Tipo ZCS

#### 1.1 Introdução

A topologia proposta para ser utilizada em um sistema UPS, trata-se de um inversor monofásico de corrente em ponte completa, com estágio ressonante para comutação das chaves, que é mostrada na figura 1.1.

Procura-se através de técnicas adequadas, trabalhar com potências acima de 5KVA, utilizando para tanto tiristores de potência, que são dispositivos naturalmente robustos.

A estrutura ao ser alimentada por uma fonte com características de fonte de corrente, adquire grande confiabilidade, já que em casos de curto circuito na saída, a corrente é naturalmente limitada ao valor da fonte de alimentação.

O estágio ressonante a que se refere, é responsável por duas das etapas de funcionamento da estrutura, nas quais são realizadas as comutações das chaves, de forma não-dissipativa (ZCS). Nestas etapas ressonantes não há transferência de energia da fonte para a carga, já que a fonte é curto-circuitada, além de ser muito rápida com relação ao período de funcionamento da estrutura.

Obs: A comutação não dissipativa do tipo ZCS (Zero Current Switching), é feita de modo que a comutação das chaves, ocorram na passagem por zero da corrente.



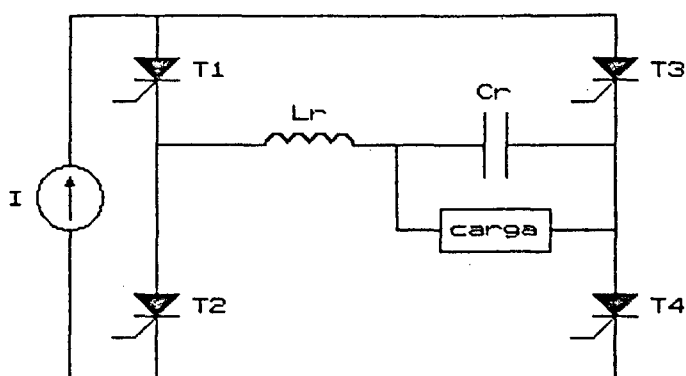


Figura 1.1 - Estrutura proposta.

## 1.2 - Etapas de Funcionamento

Inicia-se a análise da estrutura, por suas etapas de funcionamento.

O funcionamento da estrutura é simples, com  $T_1$  e  $T_4$  sendo acionadas juntas e de modo complementar a  $T_2$  e  $T_3$ , o capacitor é atacado em corrente, e com uma modulação adequada obtém-se uma tensão praticamente senoidal e conseqüentemente uma corrente também senoidal na carga. O ciclo completo divide-se em quatro etapas, que são mostradas a seguir:

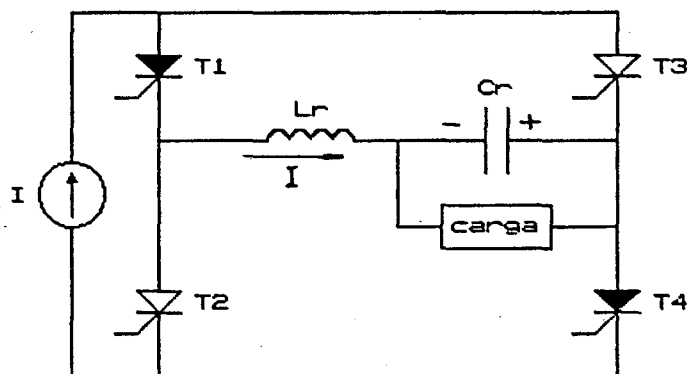


Figura 1.2 - Primeira etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

Inicia-se o ciclo de operação com  $T_1$  e  $T_4$  conduzindo, nesta etapa o capacitor carrega-se com corrente constante adquirindo a polaridade indicada na figura 1.2, esta etapa termina quando as chaves  $T_2$  e  $T_3$  recebem ordem de disparo e passam a conduzir simultaneamente com  $T_1$  e  $T_4$ .

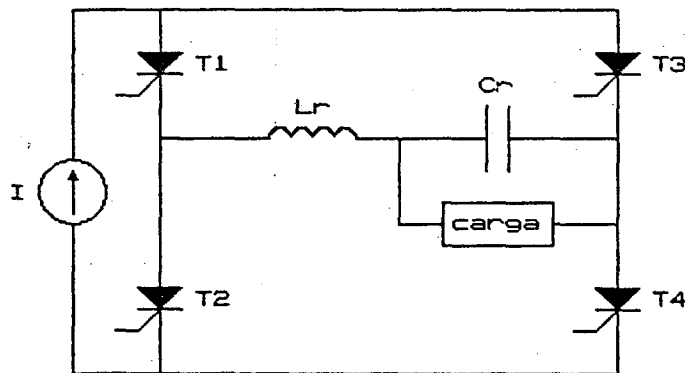


Figura 1.3 - Segunda etapa de funcionamento ( $t_1, t_3$ ).

Na segunda etapa de funcionamento, mostrada na figura 1.3, faz-se conduzir simultaneamente as quatro chaves, ocorrendo assim a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ , o que faz com que a corrente sobre o indutor  $L_r$  inverta seu sentido, anulando a corrente em  $T_1$  e  $T_4$  que se bloqueiam, sendo a corrente assumida por  $T_2$  e  $T_3$ .

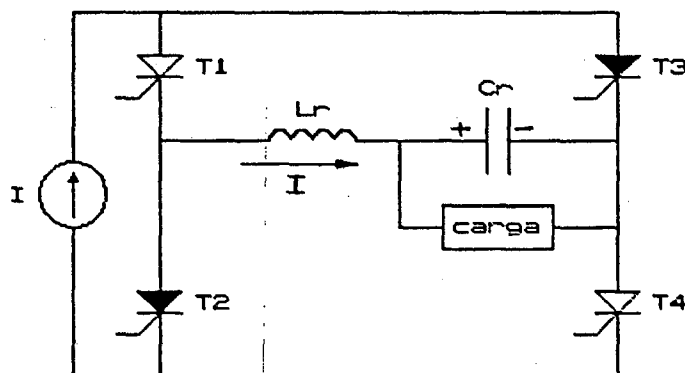


Figura 1.4 - Terceira etapa de funcionamento ( $t_3, t_4$ ).

Na terceira etapa (fig. 1.4), o capacitor volta a carregar-se com corrente constante, sendo no entanto com polaridade invertida, até que se dispare novamente o par de chaves complementar.

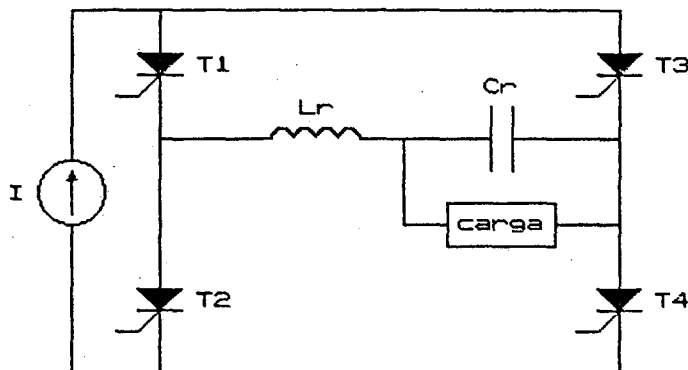


Figura 1.5 - Quarta etapa de funcionamento ( $t_4, t_6$ ).

Dispara-se novamente então, as chaves  $T_1$  e  $T_4$ , dando início a uma nova etapa ressonante (figura 1.5). Isto faz com que inverta o sentido da corrente sobre o indutor ressonante, anulando desta vez a corrente sobre  $T_2$  e  $T_3$ , sendo estas naturalmente bloqueadas.

Completa-se desta forma um ciclo completo de funcionamento da estrutura proposta.

### 1.3 - Formas de Onda e Diagrama de Fase

Na figura 1.6, apresenta-se alguns períodos de funcionamento com razão cíclica 0,5, para mostrar como se comportam a tensão e a corrente sobre os elementos da estrutura.

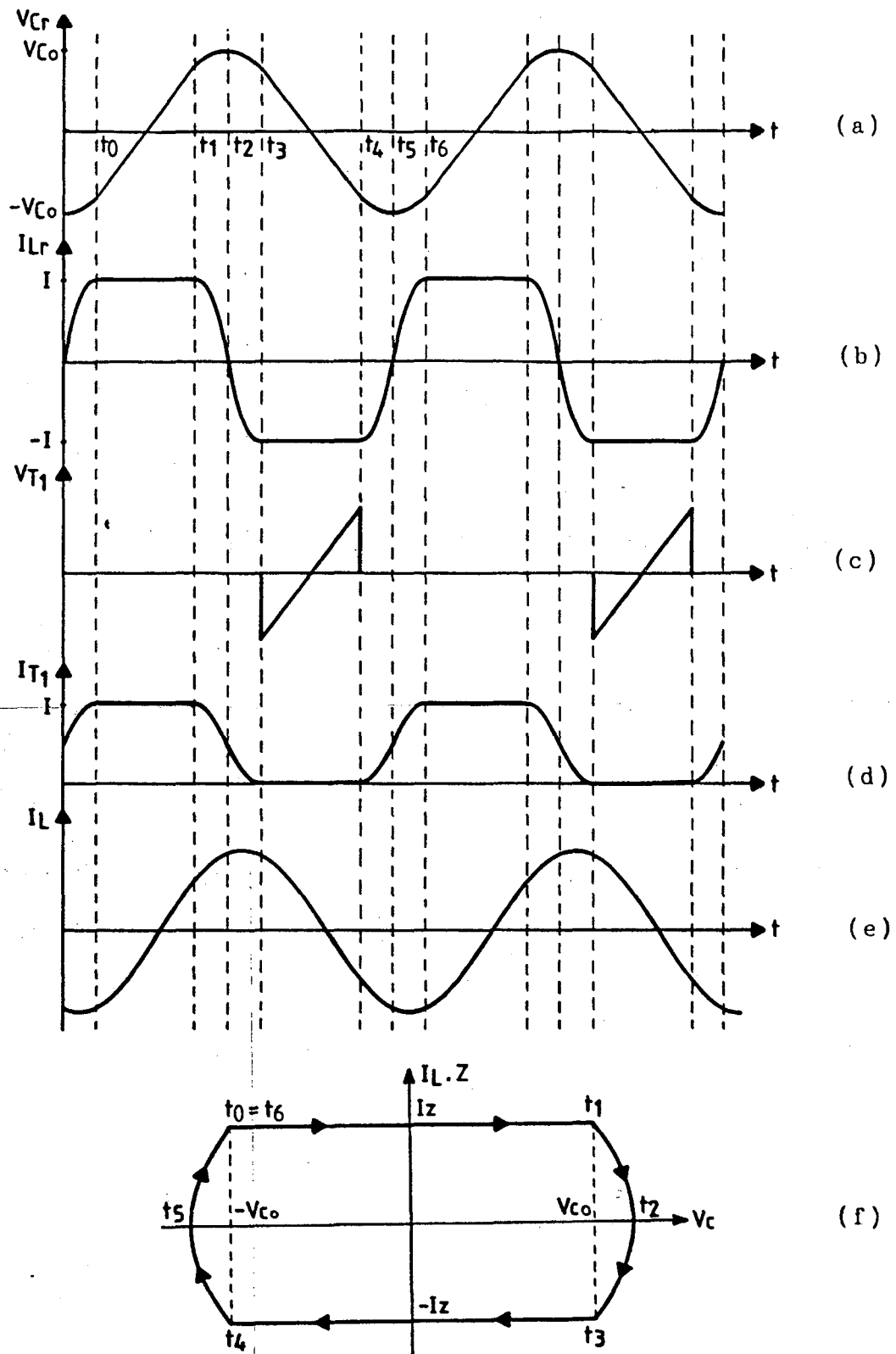


Figura 1.6 - a) Tensão sobre o capacitor ressonante;  
 b) Corrente no indutor ressonante;  
 c) Tensão sobre o tiristor  $T_1$ ;  
 d) Corrente no tiristor  $T_1$ ;  
 e) Corrente no indutor de carga;  
 f) Diagrama de fase.

#### 1.4 - Equacionamento da Estrutura

Mostra-se na figura 1.7, o circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento, e em seguida o equacionamento simplificado da mesma:

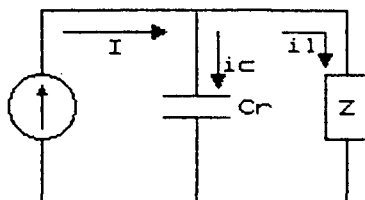


Figura 1.7 - Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento.

$$i_c(t) = C_r \frac{dv_c(t)}{dt} \quad [1.1]$$

$$I_c(s) = C_r(sV_c(s) - V_{co}) \quad [1.2]$$

$$I_0(s) = V_c(s)/Z \quad [1.3]$$

$$I/s = I_c(s) + I_1(s) \quad [1.4]$$

Aplicando [1.2] e [1.3] em [1.4], obtém-se:

$$V_c(s) = \frac{I}{C_r} \left( \frac{1/a}{s} - \frac{1/a}{s+a} \right) + \frac{V_{co}}{s+a} \quad [1.5]$$

$$\text{Onde: } a = 1/(C_r \cdot Z)$$

Voltando ao domínio do tempo:

$$V_c(t) = IZ - (IZ - V_{co}) \cdot e^{-t/(Cr.Z)} \quad [1.6]$$

$$I_{1r}(t) = I \quad [1.7]$$

Obs: A terceira etapa equaciona-se da mesma forma apresentada anteriormente.

Equaciona-se a seguir a etapa ressonante, cujo circuito equivalente é mostrado na figura 1.8.

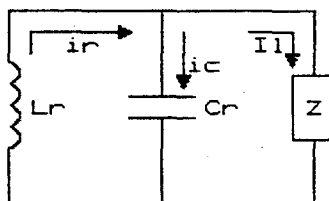


Figura 1.8 - Circuito equivalente da etapa ressonante.

Para o cálculo da corrente ressonante pode-se admitir a corrente de carga como sendo constante, já que, o intervalo de tempo da ressonância é muito menor que o tempo de condução das chaves.

$$i_r = i_l + i_c \quad [1.8]$$

$$i_l = I_l = \text{Cte}$$

$$i_c = C_r \cdot \frac{dv_{cr}}{dt} \quad [1.9]$$

$$v_c = -v_l = -L_r \cdot \frac{di_r}{dt} \quad [1.10]$$

$$I_c(s) = C_r[sV_c(s) - V_{co}] \quad \text{onde: } V_c(0) = V_{co} \quad [1.11]$$

$$V_c(s) = -L_r[sI_r(s) - I] \quad \text{onde: } I_r(0) = I \quad [1.12]$$

$$I_c(s) = C_r\{s[-L_r(sI_r(s) - I)] - V_{co}\} \quad [1.13]$$

$$I_c(s) = C_r[-s^2L_rI_r(s) + sL_rI - V_{co}] \quad [1.14]$$

$$I_c(s) = sC_rL_rI - s^2C_rL_rI_r(s) - V_{co} \cdot C_r \quad [1.15]$$

Fazendo  $C_rL_r = 1/w_o^2$ , tem-se:

$$I_c(s) = \frac{s}{w_o^2} \cdot I - \frac{s^2}{w_o^2} \cdot I_r(s) - V_{co} \cdot C_r \quad [1.16]$$

$$I_r(s) \cdot \left(1 + \frac{s^2}{w_o^2}\right) = \frac{s \cdot I}{w_o^2} - V_{co} \cdot C_r + \frac{I_l}{s} \quad [1.17]$$

$$I_r(s) = \frac{s \cdot I}{w_o^2 + s^2} - \frac{V_{co} \cdot C_r \cdot w_o^2}{w_o^2 + s^2} + \frac{w_o^2 \cdot I_l}{s(w_o^2 + s^2)} \quad [1.18]$$

Voltando ao domínio do tempo, obtém-se a seguinte expressão para a corrente ressonante:

$$i_r(t) = I \cos \omega_0 t - \frac{V_{co}}{Z_0} \sin \omega_0 t + I_1 (1 - \cos \omega_0 t) \quad [1.19]$$

$$\text{Sendo } Z_0 = (L_r/C_r)^{\frac{1}{2}}$$

### 1.5 - Comutação das Chaves

Quando as chaves comutam passando de uma etapa para outra, a corrente no indutor ressonante vai de  $+I$  para  $-I$ , estando o capacitor com uma determinada carga, que pode ser considerada constante uma vez que este intervalo é muito pequeno com relação ao do ciclo de funcionamento da estrutura.

$$V_{co} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = L_r \frac{I}{T} \quad [1.20]$$

$$I = 2I \quad [1.21]$$

$$T = \frac{2 \cdot I \cdot L_r}{V_{co}} \quad (\text{tempo de comutação}) \quad [1.22]$$

Portanto o tempo de subida da corrente em uma chave será de  $T/2$ .

$$t_s = IL_r/V_{co} \quad [1.23]$$



## 1.6 - Sobretensões nas Chaves

Como já foi exposto, durante as primeira e terceira etapas do funcionamento da estrutura o capacitor carrega-se com corrente constante. O valor assumido pela tensão sobre o mesmo, depende basicamente de dois fatores:

- 1) Valor do capacitor;
- 2) Tempo de aplicação de corrente.

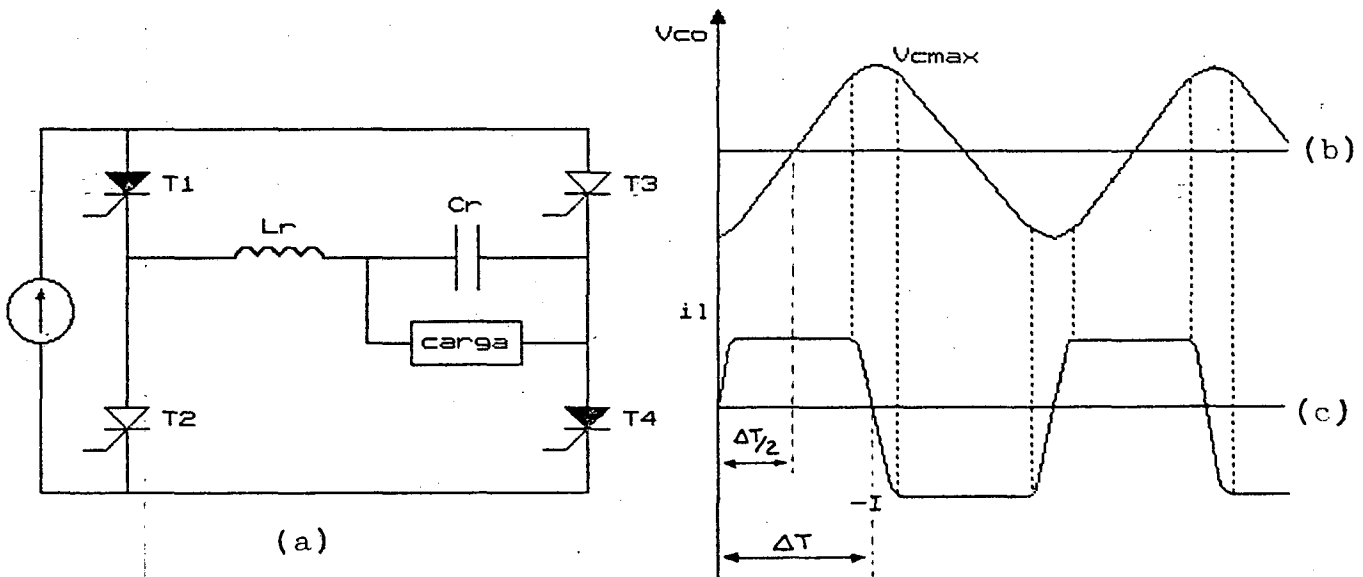


Figura 1.9 - a) Circuito b) Tensão sobre o capacitor  $C_r$ .  
c) Corrente no indutor ressonante.

As tensões de pico que são atingidas no capacitor  $C_r$ , mostradas na figura 1.9, que são refletidas sobre as chaves, podem ser calculadas da forma mostrada a seguir:

$$V_c(t) = \frac{I \cdot t}{C_r} \quad V_c(t) = V_{co} - \frac{I \cdot \Delta T}{2 \cdot C_r}$$

Quando a tensão no capacitor passa por zero tem-se:

$$0 = V_{co} - \frac{I \cdot \Delta T}{C_r \cdot 2} \quad V_{co} = \frac{I \cdot \Delta T}{2 \cdot C_r}$$

Para  $T_{max}$ , tem-se:

$$\boxed{V_{cmax} = \frac{I \cdot \Delta T_{max}}{2 \cdot C_r}} \quad [1.24]$$

Para tentar minimizar estes picos de tensão deve-se então otimizar o valor de  $C_r$ , uma vez que  $T_{max}$  depende da modulação a ser utilizada.

$$\text{Tem-se então que: } C_r = \frac{I \cdot \Delta T_{max}}{2 \cdot V_{cmax}} \quad [1.25]$$

Deve-se no entanto, verificar alguns fatores que são influenciados pela variação do valor do capacitor de ressonância. São eles:

#### 1.6.1 - Tempo de Recuperação do Tiristor ( $T_q$ )

Devido a não idealidade das chaves, para que elas possam bloquear é necessário aplicar uma tensão reversa mínima durante um certo intervalo de tempo previsto pelo fabricante.

Este tempo limita então o período mínimo de condução das chaves.

$$V_c = \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{\Delta T} \quad ==> \quad \boxed{T_{min} = \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{V_{co}}} \quad [1.26]$$

### 1.6.2 - Modulação a Ser Utilizada

Como foi proposto, esta estrutura irá operar com modulação PWM otimizada, o que implica em pulsos de modulação de largura variável, deve-se respeitar então o pulso de largura mínima. Tem-se também que observar o maior intervalo de condução já que este irá ocasionar a maior sobretensão.

### 1.6.3 - Distorção na Tensão de Saída

Para capacitores acima de um certo valor a tensão de saída passa a ser distorcida, aumentando assim o conteúdo harmônico da mesma, o que não é desejado. O valor máximo do capacitor a ser utilizado segundo esta consideração varia para as diversas faixas de potência em que o inversor possa trabalhar.

### 1.6.4 - Picos de Tensão Sobre as Chaves

Neste critério considera-se o nível de sobretensão a que as chaves podem ser submetidas. Como foi visto anteriormente as sobretensões são limitadas somente pelo capacitor  $C_r$  e o período de condução.

Tomando-se estes critérios anteriormente citados como base, e considerando uma certa frequência de modulação, tem-se uma família de valores de  $L_r$  e  $C_r$ , na qual escolhe-se os valores que melhor se adaptem a estrutura proposta.

### 1.7 - Tempo Mínimo de Aplicação de Tensão Inversa Sobre as Chaves

Todos os tiristores necessitam para bloquear, de uma tensão reversa a qual deve ser submetido durante um determinado tempo, a fim de que descarregue as capacitâncias intrínsecas de suas junções.

A figura 1.10 mostra este tempo:

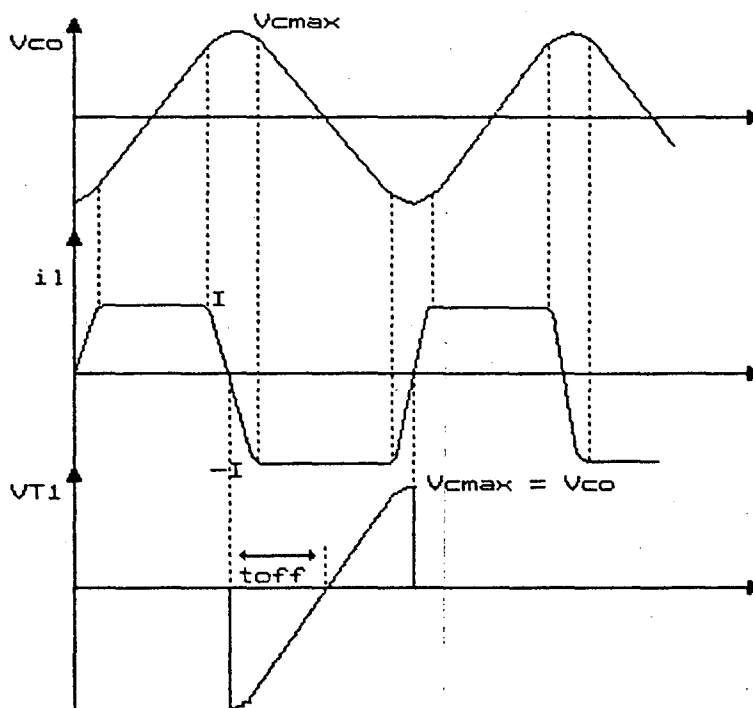


Figura 1.10 - Tempo de recuperação do tiristor.

Pode-se calcular este tempo da seguinte maneira:

$$i_c = C_r \frac{dv_c}{dt} = C_r \frac{V}{T} \quad ; \quad V_c = V_{co} \quad ; \quad i_c = I$$

$$T = t_{\text{offmin}} \Rightarrow \boxed{t_{\text{offmin}} = \frac{C_r \cdot V_{\text{co}}}{I}} \quad [1.27]$$

### 1.8 - Equacionamento da Modulação PWM Aplicada ao Inversor

Mostra-se agora o comportamento da estrutura operando com a modulação PWM [1].

Esta modulação foi utilizada com o intuito de reduzir o conteúdo harmônico na saída e, regular o termo fundamental da corrente de saída.

A forma de onda da corrente modulada pode ser representada por uma série de Fourier. Esta série é apresentada abaixo, na equação 1.28.

$$f(wt) = \sum_{k=1}^M \left[ \frac{4}{n\pi} \cdot \text{sen}(nwt) \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cdot \cos(n\beta_k) \right] \right] \quad [1.28]$$

$$\text{Onde: } M = \frac{N - 2}{4}$$

Sendo:  $\beta_k \Rightarrow$  ângulos de disparo

$N \Rightarrow$  número de comutações por período

Obtém-se então a expressão de  $i_s(wt)$ :

$$i_s(wt) = \sum_{k=1}^M \left[ \frac{4I}{n\pi} \cdot \text{sen}(nwt) \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cdot \cos(n\beta_k) \right] \right] \quad [1.29]$$

$$\text{Se: } A(n) = 1 + 2 \sum_{k=1}^K (-1)^k \cdot \cos(n\beta_k) \quad [1.30]$$

$$i_s(wt) = \sum_{n=1}^M \left[ \frac{4 \cdot I \cdot A(n)}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}wt \right] \quad [1.31]$$

Faz-se então a aplicação na estrutura, conforme a figura 1.11.

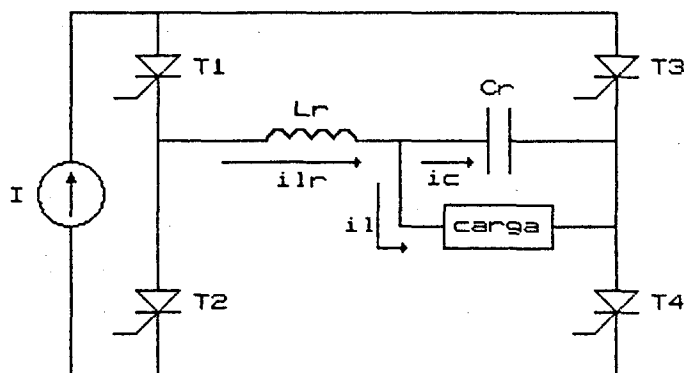


Figura 1.11 - Distribuição de correntes na estrutura.

Considerando que somente a fundamental da corrente passa pela carga:

$$\text{Faz-se } n=1: \quad i_l(wt) = \frac{4 \cdot i \cdot A(1)}{\pi} \cdot \text{sen}wt \quad [1.32]$$

No capacitor passam todos os harmônicos da corrente, então:

$$i_c(wt) = \sum_{n=3}^{\infty} \left[ \frac{4 \cdot I \cdot A(n)}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}wt \right] \quad [1.33]$$

Portanto:

$$V_C(wt) = - \frac{1}{C_r} \sum_{n=3}^{\infty} \left[ \frac{4.I.A(n)}{n^2.\pi.w} . \cos wt \right] \quad [1.34]$$

$$v_1 = R_1.i_1(wt) + L_1.\frac{di_1(t)}{dt} \quad [1.35]$$

$$v_1(wt) = \frac{4.R_1.I}{\pi}.A(1).senwt + \frac{4.w.L_1.I}{\pi}.A(1).coswt \quad [1.36]$$

As equações 1.33 e 1.34 fornecem a tensão e corrente sobre o capacitor ressonante em função do tempo, a equação 1.35 serve para determinar a tensão de carga, no momento em que for desejada.

## 1.9 - Conclusão

Neste capítulo buscou-se o equacionamento que refletisse a evolução dos parâmetros do inversor.

Para tanto, considerou-se todos os elementos ideais, de modo a simplificar a análise.

Fez-se também a análise das principais formas de onda do inversor, para melhor visualização da evolução dos referidos parâmetros.

Com base nestas análises, pode-se chegar as seguintes conclusões:

- A comutação das chaves pode ser feita de forma não-dissipativa, uma vez que se dimensione corretamente o estágio ressonante;

- O problema das sobretensões nas chaves pode ser amenizado, escolhendo-se de modo conveniente, os parâmetros de modulação e o capacitor de ressonância;

- Estas sobretensões são, segundo consultas a catálogos, perfeitamente compatíveis com os interruptores escolhidos (tiristores);

- Através do emprego da modulação PWM, pode-se obter tensão de saída senoidal, uma vez que ataca-se o capacitor com corrente senoidal;

- Também devido ao emprego da modulação PWM, necessita-se de um filtro de pequeno volume, uma vez que o espectro harmônico é levado para uma faixa de frequência mais elevada.



## CAPÍTULO II

### 2 - Circuito de Comando do Inversor

#### 2.1 - Introdução

O comando dos elementos de chaveamento é feito de modo simples, uma vez que a topologia é proposta para trabalhar com tiristores, devido a faixa de potência a que se destina (acima de 5KVA). Deve-se garantir então, apenas os disparos dos pares de chaves nos instantes corretos, uma vez que o bloqueio é feito de modo natural. O bloqueio é efetuado a partir do disparo do par complementar, utilizando para tal o fenômeno da ressonância, que é responsável também pela comutação ser do tipo ZCS.

No protótipo implementado, o circuito de comando trabalha em malha aberta, assim sendo não tem-se regulação da tensão de saída.

De forma a ter-se tensão senoidal utiliza-se a modulação PWM otimizada, que mostra-se bastante oportuna ao trabalhar-se com tiristores, já que os mesmos não admitem número muito elevado de pulsos por período, devido a sua baixa frequência de operação.

Na modulação PWM otimizada, gera-se um conjunto de pulsos, que são armazenados em memória, e que com circuitos lógicos auxiliares obtém-se o circuito completo de comando dos tiristores.

O comando implementado é mostrado na figura 2.1 através do seu diagrama de blocos.

Esta figura mostra passo a passo cada etapa, até chegar-se aos pulsos que disparam os tiristores do circuito de potência do inversor.

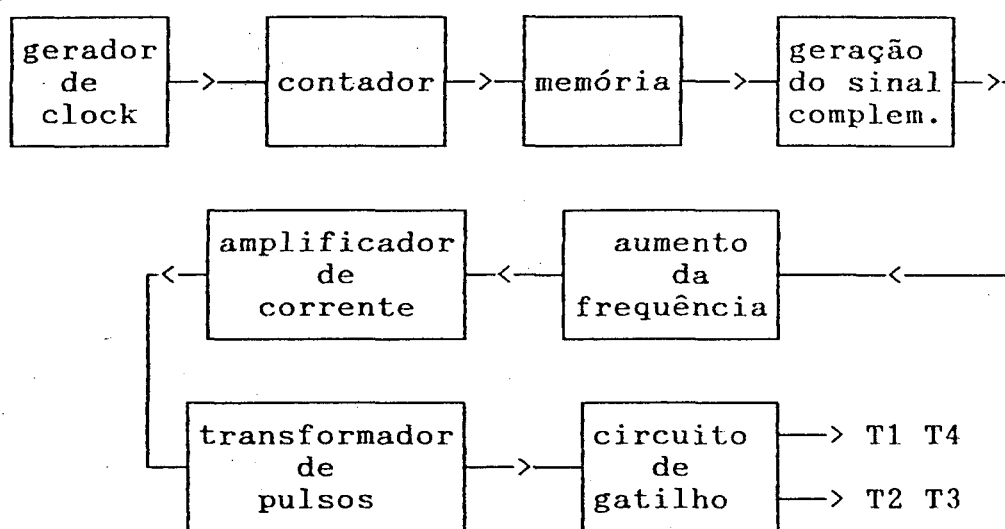


Figura 2.1 - Diagrama de blocos do circuito de comando.

## 2.2 - Gravação e Reconstituição dos Padrões [17]

Ao utilizar-se a modulação PWM, deve-se seguir uma determinada metodologia, que pode ser apresentada da seguinte forma:

- Primeiramente calcula-se os ângulos de comutação (ou instantes de comutação). Isto é feito através do programa INV2N.
- Após feito o cálculo dos instantes de comutação, discretiza-se os mesmos, de modo a poder-se gravá-los em memória. A discretização é obtida através do programa EPROM.

- Como próximo passo grava-se então, os pulsos discretizados da modulação desejada. Neste passo tem-se várias opções, dependendo da necessidade de área de memória, e do que se dispõe.

No caso da modulação PWM otimizada a dois níveis para o inversor monofásico, tem-se, devido a simetria de quarto de onda 3 opções, que são:

- \* Armazenamento de  $1/4$  do período;
- \* Armazenamento de  $1/2$  do período;
- \* Armazenamento do período integral.

A medida que grava-se uma faixa menor do período, utilizar-se uma área menor de memória, porém, tornam-se necessários circuitos mais complexos para reconstituição do período integral.

Deve-se então estabelecer um critério para definir o tipo de armazenamento a utilizar. Para a aplicação a que o protótipo implementado destina-se, que é o de mostrar o princípio de funcionamento e características da topologia, pode-se utilizar o armazenamento do período integral, uma vez que grava-se apenas um padrão (conjunto de pulsos); já em aplicações onde busca-se a regulação da tensão de saída através da modulação, existe a necessidade de gravar diversos padrões, com isto, precisa-se reduzir ao máximo a ocupação de memória, o que leva a utilizar-se o armazenamento de um quarto de período.

Na implementação realizada, utilizou-se a modulação a dois níveis, o que torna desnecessária a gravação dos comandos para os dois pares de chaves, uma vez que estes são complementares.

Utilizou-se para a gravação dos pulsos de comando uma memória EPROM de 32Kbits (4K x 8 bits), onde em cada posição de memória são armazenados níveis lógicos 0 (baixo) ou 1 (alto), correspondendo ao bloqueio e disparo respectivamente. A figura 2.2 mostra a disposição do padrão de modulação em uma memória de 4096 endereços.

end      bit	Q <sub>0</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>7</sub>
0000H	--	--	--	--	--	--	--	0
0001H	--	--	--	--	--	--	--	1
0002H	--	--	--	--	--	--	--	1
.	--	--	--	--	--	--	--	.
.	--	--	--	--	--	--	--	.
0FFFH	--	--	--	--	--	--	--	0
1000H	--	--	--	--	--	--	--	0

Figura 2.2 - Disposição do padrão em uma memória de 4096 endereços.

Pode-se observar nas figuras 2.3 e 2.4, os circuitos utilizados para a leitura de memória, com a gravação do período de forma integral e de 1/4 do período, respectivamente.

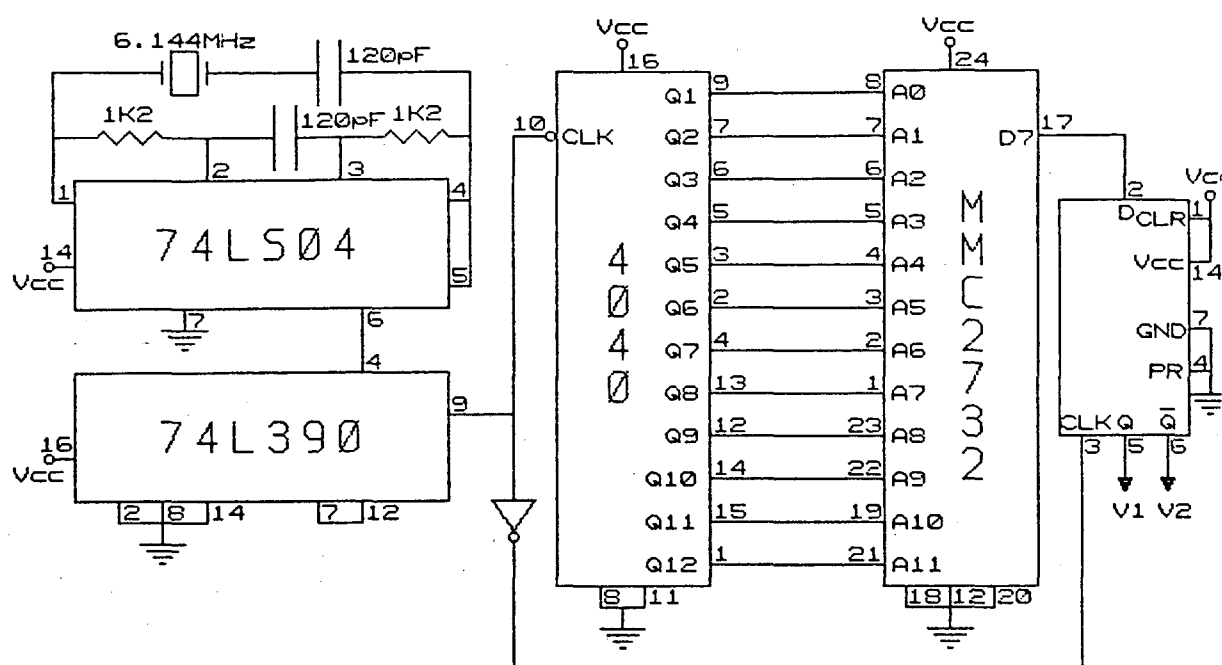


Figura 2.3 - Circuito de leitura de memória, com gravação integral do período.

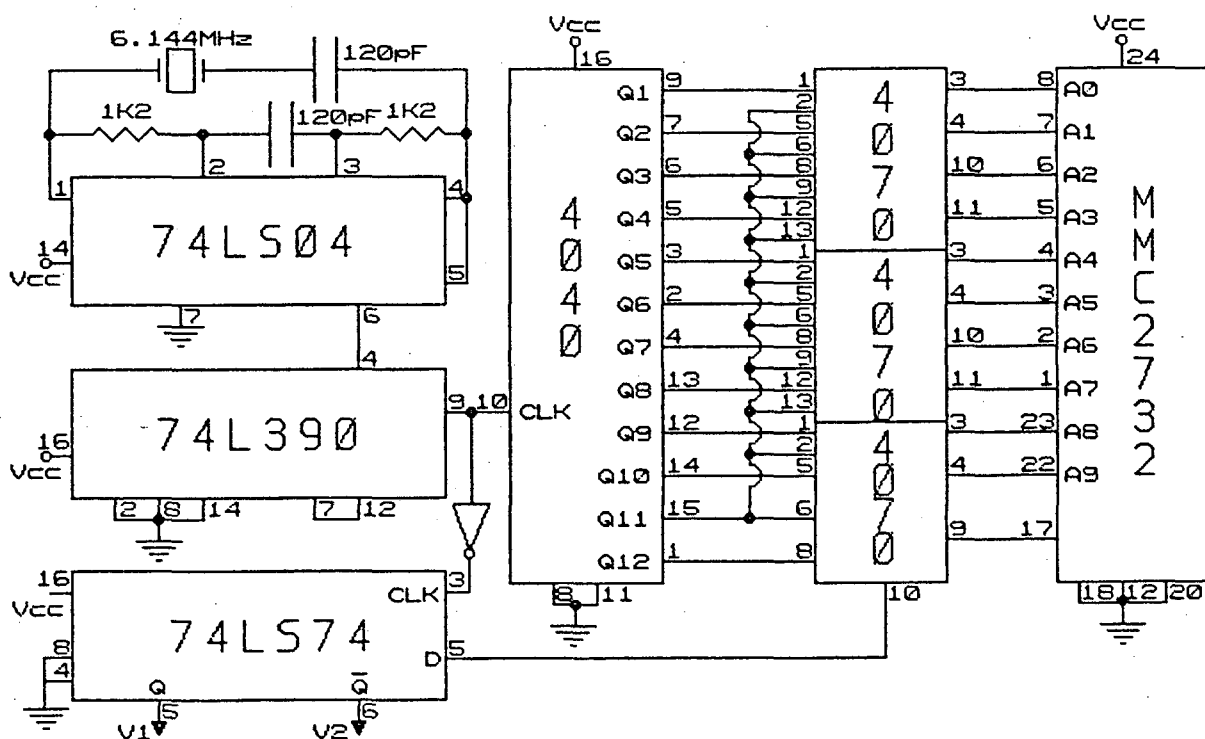


Figura 2.4 - Circuito de leitura de memória, com gravação de 1/4 do período.

A varredura dos pulsos gravados em memória deve ser feita na frequência que se deseja na saída do inversor. Como a frequência de saída é de 60Hz e tem-se na memória 4096 endereços para serem lidos, a frequência do clock para a leitura será:

$$f_{clk} = 4096 \times 60\text{Hz} = 245.760\text{Hz}$$

Para a obtenção desta frequência utilizou-se um oscilador a cristal de quartzo de 6,144MHz e um divisor por 25. A utilização do cristal de quartzo, deu-se devido a este ser bastante preciso.

Na figura 2.3, pode-se observar que tem-se para o circuito RC, uma frequência dada por:

$$f_{RC} = \frac{1}{R.C} = 6,94\text{MHz}$$

Entretanto, como tem-se o cristal em série com o capacitor, a frequência final é a do próprio cristal. Portanto:

$$f_{osc} = 6,144\text{MHz}$$

A leitura dos pulsos quando armazenamos apenas 1/4 do período, é feita através de um contador binário associado a portas lógicas tipo OU-EXCLUSIVO, de tal modo que obtém-se um contador UP-DOWN de 10 bits. Desta forma os pontos que constituem a região endereçada, serão lidos no sentido direto e inverso, reconstituindo 1/2 do período do comando, a saída da memória é comparada com o saída 12 do contador (120Hz), obtendo desta forma o período completo de comando.

Utiliza-se ainda, no circuito de leitura de memória um flip-flop tipo D, que tem as funções de sincronização e geração do comando complementar.

### 2.3 - Circuito de Disparo dos Tiristores

Nas figuras 2.5a e 2.5b, observa-se o circuito completo de disparo dos tiristores, que pode ser descrito da seguinte forma:

Compara-se através de uma porta NAND discreta, os pulsos de comando lidos na memória com um sinal de mais alta frequência, obtida a partir de um temporizador (555) o qual gera no circuito apresentado uma frequência de cerca de 30KHz. Pode-se também obter esta frequência mais elevada diretamente do contador CD4040, o que evita inclusive possíveis erros de sincronização, de modo a modular os pulsos nesta frequência.

Isto é necessário para possibilitar a utilização do transformador de pulsos, usado para isolamento das massas, uma vez que os catodos dos tiristores estão em pontos distintos do circuito, tendo portanto, potenciais diferentes.

Esta necessidade existe, já que ao dimensionar um transformador de pulsos, assim como qualquer outro transformador, estabelece-se uma determinada frequência de operação. No caso da modulação PWM otimizada tem-se pulsos de larguras diferentes, ou seja, frequências diferentes, esta variação de frequência torna impossível para o transformador reproduzir com fidelidade os diversos pulsos.

Para solucionar o problema, modula-se então os pulsos em uma frequência mais elevada, projetando-se então o transformador





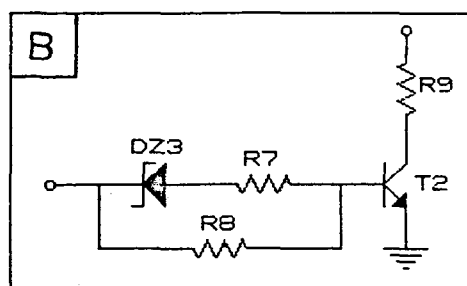


Figura 2.5b - Detalhe do circuito de comando.

Os componentes são relacionados a seguir:

R1 = 1K2	R2 = 6K8	R3 = 560	R4 = 820
R5 = 120/1W	R6 = 820	R7 = 3K9	R8 = 1K5
R9 = 4K7	C1 = 10nF	C2 = 3,3nF	D1 = D2 =
D3 = 1N4006	D4 = 1N 4936	DZ1 = BZ2V4	
DZ2 = 1N4947	DZ3 = BZ4V7	T1 = BD137	
T2 = BC550	TR = 80/80 espiras de fio # 29 AWG		

## 2.4 - Modulação PWM

Dentre as diversas técnicas desenvolvidas ao longo do tempo, para a redução ou mesmo supressão de harmônicos e controle da variável de saída, optou-se pela modulação PWM otimizada [1], devido ao fato desta permitir a eliminação de um número razoável de harmônicos sem elevar a níveis muito altos a frequência de chaveamento dos interruptores de potência. Esta restrição é fundamentalmente importante, tendo em vista que o tiristor, que é o interruptor de potência, tem frequência de operação baixa.

#### 2.4.1 - Objetivos da modulação:

Pode-se considerar como os principais objetivos da modulação:

- a) Controle da variável de saída (tensão ou corrente);
- b) Redução do conteúdo harmônico de saída.

O controle da variável de saída pode ser feito com a variação do índice de modulação, que é a razão entre o sinal contínuo de entrada e a fundamental do sinal de saída. A redução do conteúdo harmônico de saída é conveniente, pois, torna mais simples a filtragem do sinal desejado, diminuindo em peso e volume os elementos de filtragem. Com o uso da modulação proposta os principais harmônicos estarão em uma faixa de frequência mais elevada, tornando assim o trabalho de filtragem mais simples.

Consegue-se então com uma modulação conveniente, a minimização de custos, peso e volume do filtro necessário para deixar o conteúdo harmônico da estrutura nos padrões exigidos.

#### 2.4.2 - Modulação Senoidal Clássica e Otimizada a Dois Níveis

Faz-se a seguir uma descrição sucinta da modulação PWM, iniciando pela modulação PWM Clássica, passando a seguir para a Otimizada.

Para a obtenção da modulação por largura de pulso clássica, faz-se a comparação entre uma onda triangular e uma onda senoidal de referência.

Os instantes de comutação são dados pela intersecção das duas ondas. A largura de pulso resulta da relação entre as amplitudes das duas ondas, e da relação entre a frequência das

mesmas (figura 2.6). Sendo que da relação entre a frequência das ondas depende também o número de pulsos por período.

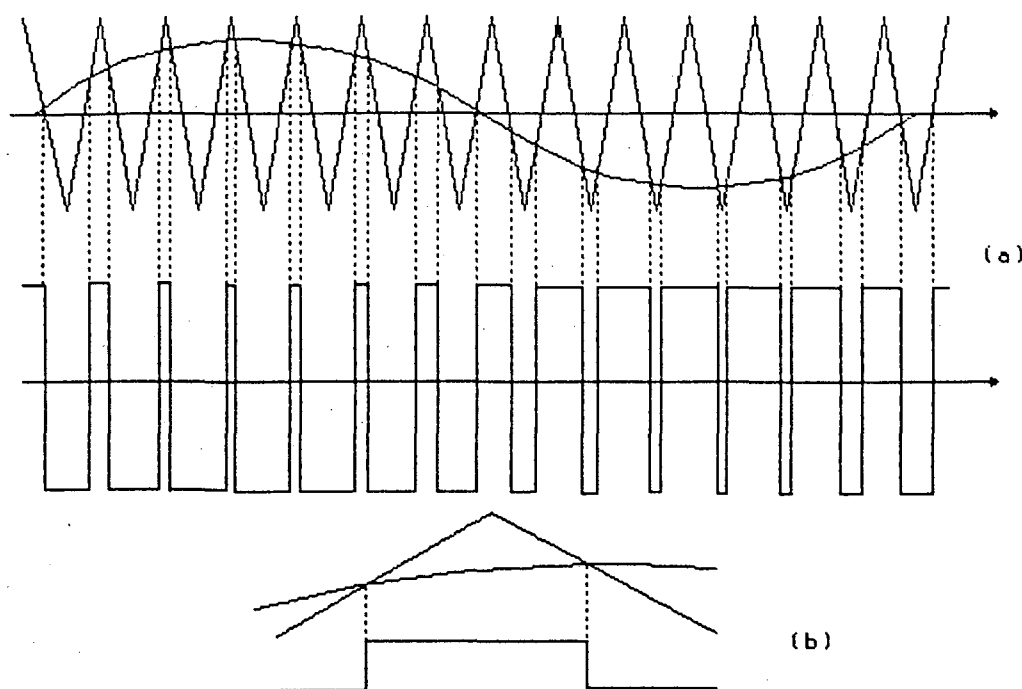


Figura 2.6 - a) Modulação PWM Cássica. b) Detalhe da obtenção dos Pulsos.

A medida que aumentamos a frequência da onda triangular, aumentamos o número de pulsos resultante da comparação desta com a senóide de referência, que é quem define a frequência da fundamental da onda de saída.

Com o aumento do número de pulsos, os harmônicos vão parar numa faixa de frequência de ordem mais elevada, o que nos garante uma filtragem com elementos de menor peso, volume e custo.

Deveria-se neste ponto então, concluir que o ideal é aumentar infinitamente a frequência da triangular, obtendo-se com isto um número infinito de pulsos antes da filtragem. Temos no entanto os problemas de ordem prática que limitam esta frequência a um valor máximo. Um destes fatores limitadores é o

tempo de recuperação dos interruptores a serem utilizados na implementação do inversor.

Deve-se portanto ter uma largura de pulso mínima, limitada pelo elemento de chaveamento.

Na modulação PWM Otimizada obtém-se os instantes de comutação, não através da comparação de duas formas de onda, mas sim através da resolução de um sistema de  $n$  equações não-lineares a  $n$  incógnitas. Este sistema de  $n$  equações, pode eliminar  $n$  harmônicos ou  $n-1$  harmônicos regulando a fundamental de saída.

## 2.5 - Conclusões

Salvo pequenas restrições, devido às características particulares da topologia apresentada, a filosofia da modulação PWM otimizada no comando já é bastante conhecida. Com respeito ao circuito de comando estudado pode-se concluir:

Este tipo de circuito de comando proporciona pulsos de modulação bem definidos, com amplitude e largura suficientes para disparar os tiristores utilizados nesta estrutura;

A modulação PWM otimizada mostra-se bastante atraente para esta aplicação, devido ao fato de trabalhar com eliminação de harmônicos, sem no entanto, elevar demais a frequência de chaveamento;

Pode-se com a modulação PWM Otimizada, regular o termo fundamental da corrente de carga de forma linear, a partir da variação do índice de modulação;

Com o aumento da frequência (modulação dos pulsos em frequência mais elevada), consegue-se uma boa operação utilizando o transformador de pulsos, que é necessário para a isolação dos catodos, já que os mesmos encontram-se em pontos diferentes do circuito;

Impossibilidade de abertura do circuito por falha do comando (que provocaria sobretensão devido ao fato de utilizar-se fonte de corrente na entrada), já que um par de chaves é bloqueado pelo disparo do par complementar;

Por fim, grande simplicidade, uma vez que o bloqueio é natural nos tiristores, devendo-se garantir apenas pulsos de largura mínima e nos momentos certos de disparo, largura mínima necessária para que seja aplicada tensão reversa por tempo suficiente nos tiristores.

## CAPÍTULO III

## 3 - Projeto do Circuito de Potência

## 3.1 - Introdução

Desenvolve-se neste capítulo o projeto do conversor, adotando para tal, elementos passivos ideais, de modo a ter-se maior facilidade neste desenvolvimento. Os interruptores de potência não puderam ser idealizados, uma vez que suas características intrínsecas, são fatores decisivos para a boa operação do inversor. As hipóteses simplificativas adotadas não influenciam, até onde pode-se perceber, de modo significativo no resultado final do projeto.

Com propósito de mostrar o princípio de funcionamento e o desempenho da estrutura, projetou-se um protótipo de pequena potência, visto que não era disponível no momento, interruptores que possibilitassem potências mais elevadas. As especificações do projeto são as que seguem:

Potência Aparente de Saída ( $S_s$ ):	500VA
Tensão Eficaz de Saída ( $V_{1ef}$ ):	110V
Frequência Média de Chaveamento ( $f_{med}$ ):	1500Hz
Frequência de Saída ( $f_0$ ):	60Hz
Distorção Máxima na Tensão de Saída ( $T_{dh}$ ):	5%

### 3.2.1 - Escolha dos Interruptores de Potência

Devido ao fato de que esta estrutura, é proposta para operar em média e alta potência, tem-se como elemento natural de chaveamento, o tiristor.

O tiristor, já bastante conhecido no meio da eletrônica de potência, tem características positivas e negativas, dentre as quais pode-se citar:

- Grande robustez;
- Facilidade de comando;
- Bloqueio natural;
- Baixa frequência de chaveamento.

As três primeiras constituem-se vantagens, enquanto que a baixa frequência de chaveamento é uma desvantagem, que por ser inerente ao componente, deve ser contornada, para um bom resultado final.

O tiristor não pode atuar em alta frequência, basicamente por dois motivos:

- Tempo de Recuperação ( $T_q$ ) - que é definido como tempo mínimo de aplicação de tensão inversa (Para que o tiristor readquira o poder de bloqueio). É necessário além da corrente ter-se anulado, a aplicação de uma tensão reversa durante um tempo superior a  $t_q$ .

- Tempo de Disparo - Tempo em que é necessário para colocar-se o tiristor em condução.

O primeiro é um fator que não pode ser melhorado via circuito, pois depende das características intrínsecas do componente. Já o segundo depende do nível de energia fornecida pelo comando, esta característica é mostrada na figura 3.1.

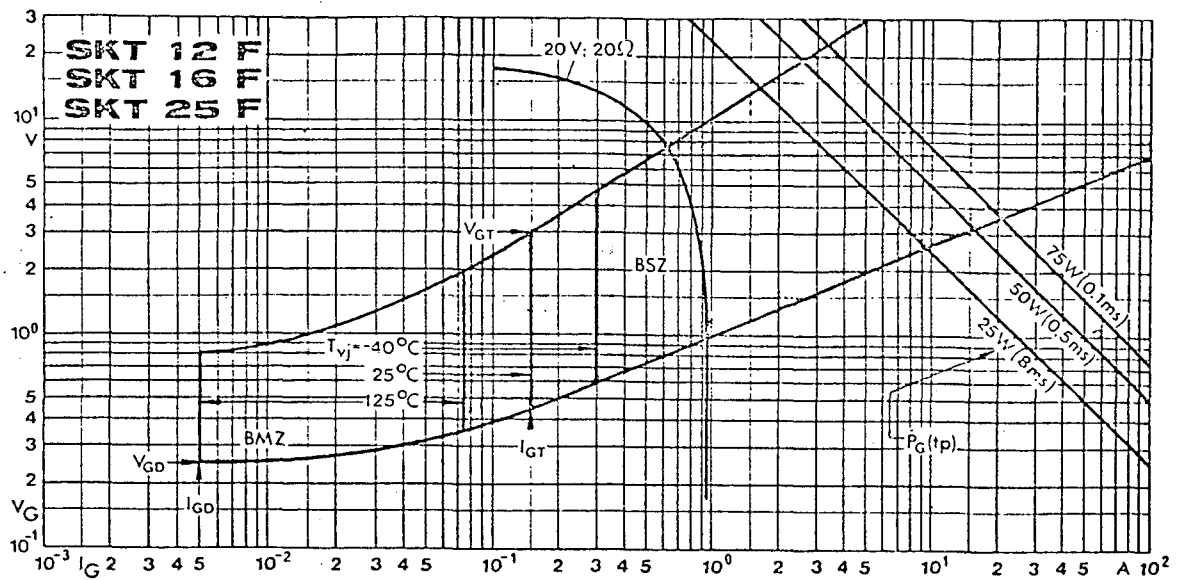


Figura 3.1 - Característica de gate do tiristor.

### 3.2 - Descrição dos Componentes

Inicialmente faz-se todo o dimensionamento do protótipo adotando a carga linear, devido a maior facilidade na análise, por esta proporcionada. Em seguida então, é feita a análise detalhada das consequências de alimentar-se uma carga não-linear, com o inversor proposto.

#### 3.2.1 - Carga a Serem Alimentadas

##### 3.2.1.1 - Carga Linear

Formada a base de resistores e indutores, esta carga linear tem como principal característica, a defasagem provocada na corrente com relação a tensão. Para este tipo de carga, necessita-se apenas em termos de filtragem, a supressão dos harmônicos de alta ordem, não eliminados pela modulação. Esta



supressão pode ser obtida através de um filtro LC de pequeno volume, cujo dimensionamento será apresentado mais adiante.

Mostra-se então o cálculo dos parâmetros da carga:

$$|Z_1| = \frac{V^2}{S} \quad [3.1]$$

$$|Z_1| = 24,2 \text{ Ohms}$$

Para um  $\cos\phi = 0,8$ , temos:

$$Z_1 = 24,2 \angle 36,86^\circ \implies \begin{aligned} R_1 &= 19,36 \text{ Ohms} \\ L_1 &= 38,50 \text{ mH} \end{aligned}$$

Com base nos dados já apresentados, pode-se calcular a corrente de carga:

$$|i_1| = \frac{|v_1|}{|Z_1|} = 4,54 \text{ A}$$

### 3.2.1.2 - Filtro de saída para carga linear

Para que as formas de onda de saída estejam livres de distorções deve-se, apesar da modulação, utilizar um filtro, mesmo porque, existem limites além dos quais a modulação não permite ir. A frequência de modulação tanto pode ser limitada por uma condição de projeto, como por exemplo devido a frequência de ressonância escolhida, como por uma característica intrínseca de um dado elemento, cita-se por exemplo, o interruptor a ser utilizado, onde o tempo de recuperação real é

um fator que tem que ser considerado, para que a estrutura funcione de maneira correta.

Com isto em vista, faz-se o projeto de um filtro de saída do tipo LC, que pode ser visualizado na figura 3.2.

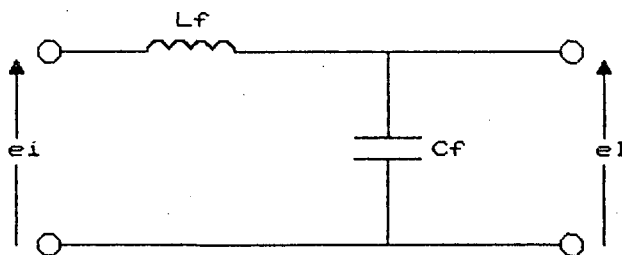


Figura 3.2 - Filtro LC de Saída para Cargas Lineares.

Na estrutura analisada, toma-se a saída nos terminais do capacitor ressonante, o que nos leva a ter de conviver com um sinal muito distorcido de tensão. Este sinal é assim distorcido, pois, para ter-se comutação não-dissipativa, que é um dos objetivos do presente trabalho, este sinal tem de excursionar nos dois quadrantes. Devido a este fato teve-se que tomar um capacitor de 120pF, que foi o que possibilitou um melhor comportamento da saída.

Calcula-se então um indutor para ser associado ao capacitor no filtro a ser implementado. Para tanto utiliza-se a expressão [3.2], cuja análise encontra-se em anexo, no fim deste trabalho.

$$K_2 = \frac{K_1}{n^2} \left| \frac{\cos\phi + jn\sin\phi}{\cos\phi + j(n\sin\phi - K_1/n)} \right| \cdot (K_{an} - 1) \quad [3.2]$$

Adota-se  $K_{an} = 50$

$$K_2 = \frac{0,91}{41^2} \left| \frac{0,8 + j41*0,6}{0,8 + j(41*0,6 - 0,91/41)} \right| \quad (50-1)$$

$$K_2 = \frac{0,91}{41^2} \left| \frac{24,613}{24,591} \right| \quad (49)$$

$$\Rightarrow K_2 = 0,02655$$

Como  $K_2 = |X_{lf1}/Z_{l1}|$ , tem-se:

$$X_{lf1} = 0,6425 \quad e \quad L_f = 1,71mH$$

Para confirmar a necessidade de um capacitor de alto valor foram elaborados dois ábacos para que se verifique o conteúdo harmônico e amplitude da tensão de saída para variações de  $L_f$  e  $C_f$ .

Nestes ábacos mostrados nas figura 3.3a e 3.3b, nota-se que para valores inferiores a 100 $\mu$ F, necessita-se indutores de valores tais que apesar do conteúdo harmônico total estar situado abaixo dos 5% requeridos, deixam a harmônica de terceira ordem acima dos 3%, valor máximo para o harmônico de maior amplitude [18].

Optou-se então por um capacitor de 120 $\mu$ F que proporciona uma boa forma de onda na saída do inversor.

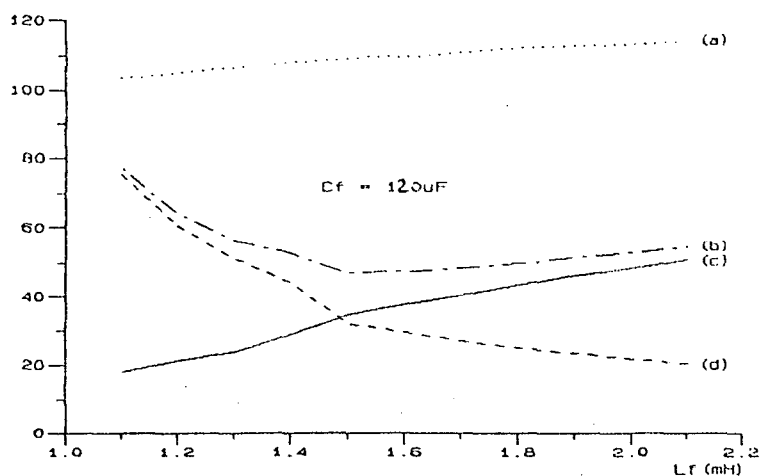


Figura 3.3a - Distorção e amplitude da tensão de saída para variação de  $L_f$  com  $C_f = 120\mu F$ .

- (x20) {
- a) Tensão eficaz de saída (volts);
  - b) Distorção total da tensão de saída (%);
  - c) Distorção harmônica de 3º ordem (%);
  - d) Distorção harmônica de 41º ordem (%).

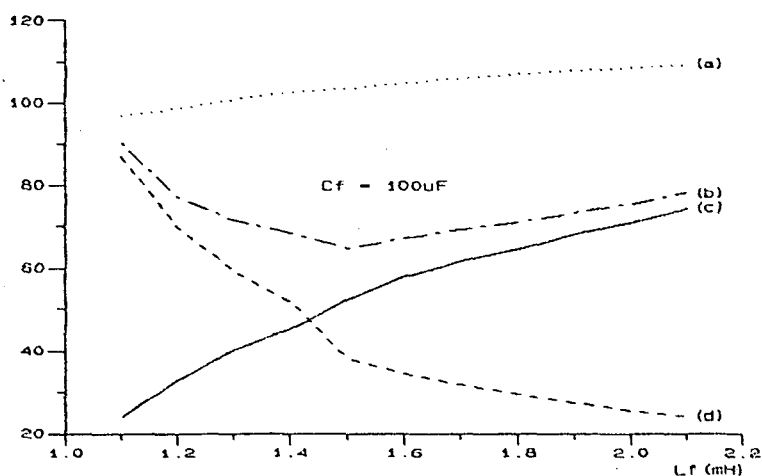


Figura 3.3b - Distorção e amplitude da tensão de saída para variação de  $L_f$  com  $C_f = 100\mu F$ .

- (x20) {
- a) Tensão eficaz de saída (volts);
  - b) Distorção total da tensão de saída (%);
  - c) Distorção harmônica de 3º ordem (%);
  - d) Distorção harmônica de 41º ordem (%).

### 3.2.1.3 - Carga Não-Linear

A carga não-linear tem como principal característica, a distorção causada na corrente de carga.

Toma-se como exemplo de carga não-linear, um retificador monofásico em ponte completa, que pode ser visto na figura 3.4.

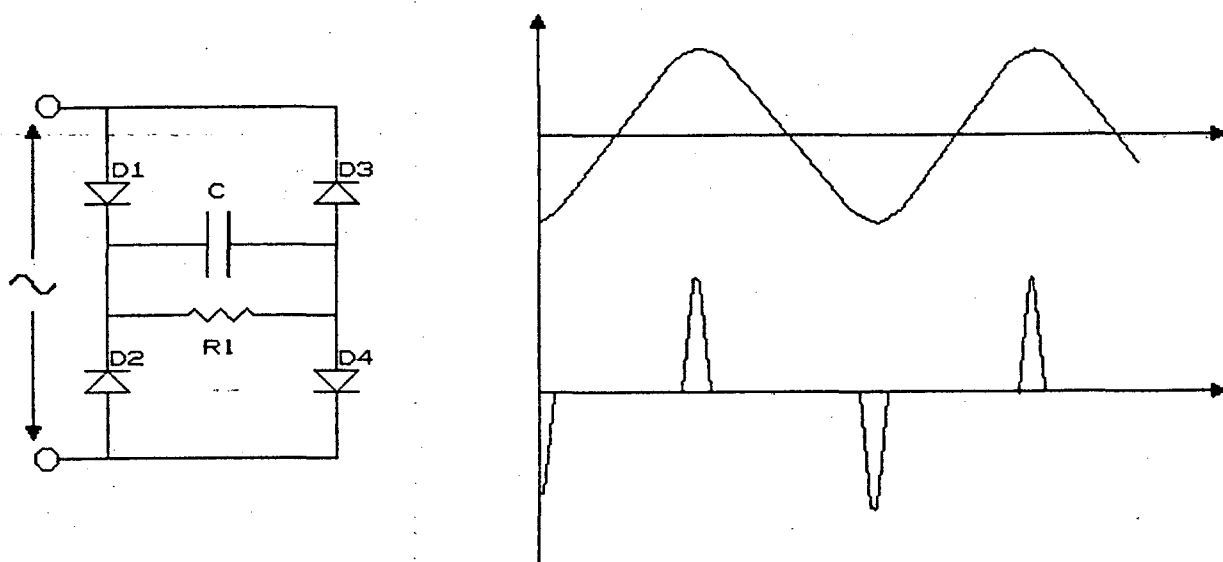


Figura 3.4 - Carga não-linear e formas de onda características.

Este tipo de carga solicita corrente de forma pulsada, devido a presença do capacitor C, que carrega-se nos instantes em que a tensão de alimentação do retificador, é maior que a tensão do próprio capacitor C. As formas de onda características são apresentadas também na figura 3.4.

Constata-se uma incompatibilidade devido as características de carga e do inversor, que são:

- A carga gera harmônicos de corrente (de ordem 3, 5 e 7 principalmente);

- A fonte de alimentação por ser do tipo fonte de corrente, não pode absorver harmônicos de corrente.

Isto traz como consequência a distorção da tensão de saída do inversor, uma vez que o capacitor de saída do inversor, deve armazenar energia suficiente para fornece-la, nos instantes que a carga solicita.

Como não pode-se alterar as características da carga e a estrutura objeto de estudo, deve-se ter um elo de ligação entre carga e inversor, que contorne a incompatibilidade em questão, este elo é, naturalmente, o filtro de saída do inversor.

Para este tipo de operação um filtro de saída do tipo LC não é conveniente, pelo que já foi mencionado, busca-se então um meio para contornar o problema.

#### 3.2.1.4 - Filtro Sintonizado para Cargas Não-Lineares

Uma forma que mostra-se conveniente, é a de fornecer caminhos alternativos, para que os harmônicos deixem de circular na malha de saída. Isto é obtido no filtro desenvolvido em [14], denominado filtro sintonizado, e que é mostrado na figura 3.5. Tem-se nos ramos  $L_1C_1$ ,  $L_2C_2$  e  $L_3C_3$  caminhos de impedância zero para terceira, quinta e sétima harmônicas.

O funcionamento do filtro sintonizado é basicamente o seguinte:

Por  $L_1C_1$ ,  $L_2C_2$  e  $L_3C_3$  circulam os harmônicos de terceira, quinta e sétima ordem respectivamente, de modo que estes não interfiram na tensão de saída, o que provocaria a distorção da mesma. Fazendo-se uma análise sobre os três ramos, pode-se

concluir que os mesmos comportam-se como um capacitor equivalente, de valor:

$$C_{eq} = \frac{49.C_3}{48} + \frac{25.C_2}{24} + \frac{9.C_1}{8}$$

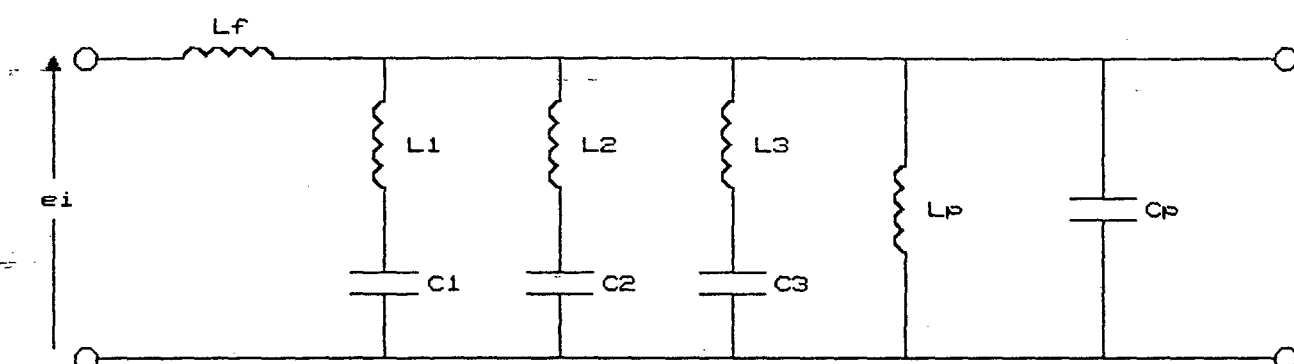


Figura 3.5 -Filtro sintonizado.

Os elementos  $L_p$  e  $C_p$  são sintonizados na frequência de saída (60Hz), com  $L_p$  tendo valor de modo a compensar ao máximo o conjunto  $C_p + C_{eq}$ , reduzindo desta maneira a circulação de reativos pela estrutura.

Para que se obtenha os valores dos componentes do filtro deve-se proceder da seguinte forma:

- Primeiramente deve-se estabelecer em que frequências serão sintonizados os ramos  $L_1C_1$ ,  $L_2C_2$ ,  $L_3C_3$  e o par  $L_pC_p$ ;
- Em seguida deve-se estabelecer os valores dos capacitores conforme valores comerciais;
- Por último calcula-se os indutores.

$$\text{Então: } (L_1.C_1)^{-\frac{1}{2}} = 3.377 \text{ rad/s}$$

$$(L_2.C_2)^{-\frac{1}{2}} = 5.377 \text{ rad/s}$$

$$(L_3.C_3)^{-\frac{1}{2}} = 7.377 \text{ rad/s}$$

$$\text{Para: } C_1 = 30\mu\text{F} \Rightarrow L_1 = 26,06\text{mH}$$

$$C_2 = 6\mu\text{F} \Rightarrow L_2 = 46,9/1\text{mH}$$

$$C_3 = 3\mu\text{F} \Rightarrow L_3 = 47,86\text{mH}$$

$$C_p = 90\mu\text{F} \Rightarrow L_p = 78,18\text{mH}$$

### 3.2.2 - Definição dos Elementos Ressonantes

Como já foi salientado no capítulo I, com o aumento do capacitor ressonante, tem-se a diminuição das sobretensões a que serão submetidos os tiristores. Busca-se então um valor de capacitor que proporcione picos de tensão, que estejam dentro das especificações dos tiristores utilizados, sem no entanto interferir em outros fatores importantes como:

- Distorção da tensão de saída e;
- Modulação utilizada.

Para valores muito altos do capacitor de ressonância, verifica-se distorções na tensão de saída e, pode-se correr o



risco de provocar a perda dos pulsos de largura mínima da modulação, caso o período de ressonância seja muito grande (maior que o menor pulso), ocasionando o mau funcionamento do inversor.

Um valor adequado a que se chegou após analisada a estrutura, operando com uma modulação de 41 pulsos por período, e índice de modulação 0,8 , é:

$$C_r = 6 \text{ } \mu\text{F}$$

Para a modulação mencionada o pulso de largura mínima é da ordem de 45 $\mu$ s, com base neste valor dimensiona-se o indutor ressonante.

O indutor ressonante deve ser tal, que juntamente com o capacitor ressonante  $C_r$  proporcione um período de ressonância menor que o menor pulso de modulação e, garanta também, tempo suficiente para que a comutação seja não dissipativa.

Com isto:

$$T_{\min} = 40 \mu\text{s}$$

$$T_r = 2 \cdot \pi \cdot (L_r \cdot C_r)^{\frac{1}{2}}$$

$$T_r < T_{\min}$$

$$L_r < 6,75 \mu\text{s}$$

Adota-se:

$$L_r = 3,0 \mu\text{H}$$

### 3.2.3 - Cálculo da Fonte de Corrente de Entrada

#### 3.2.3.1 - Relação entre a Corrente Modulada e a de Saída

Através do circuito equivalente da estrutura, mostrada na figura 3.6, e já com os elementos definidos, obtém-se a seguinte relação entre a corrente da modulada de entrada e a componente fundamental de senóide de saída:

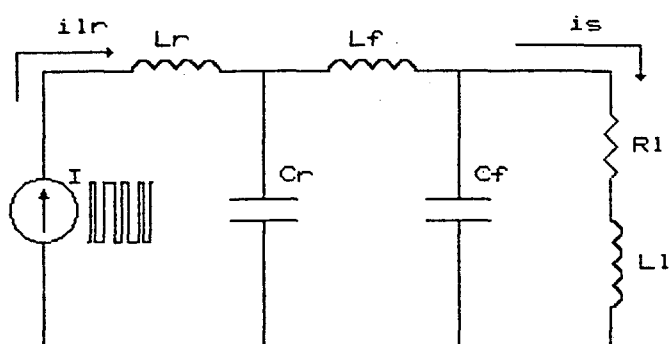


Figura 3.6 - Circuito equivalente da estrutura.

$$i_s = 1,032 \cdot i_{Ir}$$

[3.3]

#### 3.2.3.2 - Cálculo da Amplitude da Fonte de Entrada

Para chegar ao valor da fonte de entrada, leva-se em consideração os seguintes fatores:

- A relação estabelecida anteriormente;
- A corrente desejada na saída;
- A lei que rege a modulação utilizada;
- O índice de modulação ( $m$ ), no presente caso 0,8.

Obs: Este índice de modulação é a relação que se estabelece entre a entrada e a fundamental da corrente de saída, quando gera-se os pulsos de modulação.

$$\text{Então: } i_{lef} = 4,54A \implies i_{lpk} = 6,428A$$

$$|i_{lr}| = 6,2289A$$

$$i_{lr} = \frac{4 \cdot I \cdot A(1)}{\pi} \quad [3.4]$$

Onde  $A(1)$  é o termo fundamental da série de Fourier que define a modulação, e é dado pela equação 3.5, que é apresentada a seguir:

$$\text{P/ 41 pulsos: } A(1) = 1 + \sum_{k=1}^{20} (-1)^k \cdot \cos(\beta_k) \quad [3.5]$$

k	$\beta_k$	k	$\beta_k$
1	4,1681	11	46,2459
2	8,8512	12	53,3070
3	12,5107	13	54,8585
4	17,7065	14	62,3020
5	20,8740	15	63,5817
6	26,5715	16	71,3534
7	29,2730	17	72,4309
8	35,4532	18	80,4492
9	37,7241	19	81,4007
10	44,3612	20	89,5460

Tabela 3.1 - Parâmetros para modulação com 41 pulsos.

Sendo  $\beta_k$ : os diversos parâmetros da modulação, que são apresentados na tabela 3.1.

$$I = \frac{|i_s| \cdot \pi}{4 \cdot A(1) \cdot m} \quad [3.6]$$

$$\implies I = \frac{6,2289 \cdot \pi}{4 \cdot 0,62832 \cdot 0,8}$$

$I = 9,7A$
------------

### 3.3 - Conclusões

Neste capítulo faz-se a análise do circuito de potência da estrutura proposta, de modo que se possa dimensionar os elementos da mesma, para uma situação previamente estabelecida.

Tendo como base o que foi visto anteriormente, pode-se concluir que:

- A estrutura é de extrema simplicidade de implementação, quando alimentando cargas do tipo linear, já para carga não-linear, torna-se necessário lançar mão de artifícios, que contornem os problemas causados pelas características particulares deste tipo de carga.

- Devido as hipóteses simplificativas, existe a possibilidade de que sejam necessários ajustes na prática, principalmente em fatores críticos, como elementos ressonantes e a modulação utilizada, para que a operação do inversor seja satisfatória.

Estes ajustes práticos, serão vistos, se necessários, no capítulo V deste trabalho.

Pode-se afirmar com certeza, que o fato de ter-se estudado a estrutura para uma potência de saída baixa (500VA), não altera em nada a validade da análise, pois, estudos por simulação já foram realizados para potência de 5KVA de saída, e a estrutura comporta-se igualmente bem, com diferença apenas, nos níveis de energia envolvidos. Diferença esta que impossibilitou a implementação de um protótipo de maior potência, já que as chaves não suportavam os picos de tensão atingidos (cerca de 1200V).

## CAPÍTULO IV

### 4 - Análise por Simulação Numérica

#### 4.1 - Introdução

Este capítulo visa principalmente dois objetivos:

- Comprovação da teoria apresentada;
- Análise do funcionamento do circuito como um todo, para correção de possíveis imperfeições.

Deve-se ter em mente que, se não for feito este tipo de estudo, fatores que não tenham sido detectados na análise teórica, podem acarretar danos à estrutura.

Fez-se então simulações do protótipo a implementar, utilizando para tal o programa SCVOLT [8], que são mostradas a seguir.

#### 4.2 - Simulação do Sistema

##### 4.2.1 - Simulação para Carga Linear

Inicia-se simulação pela estrutura básica mostrada na figura 4.1, sem a modulação PWM, passando a seguir para um estudo mais completo envolvendo todos os elementos propostos.

As figuras 4.2 à 4.8 apresentam os resultados, para a simulação com os seguintes dados:  $I = 5A$  razão cíclica = 0,5  $C_r = 2,3\mu F$   $L_r = 3\mu F$   $L_l = 22mH$   $R_l = 11 ohms$ .

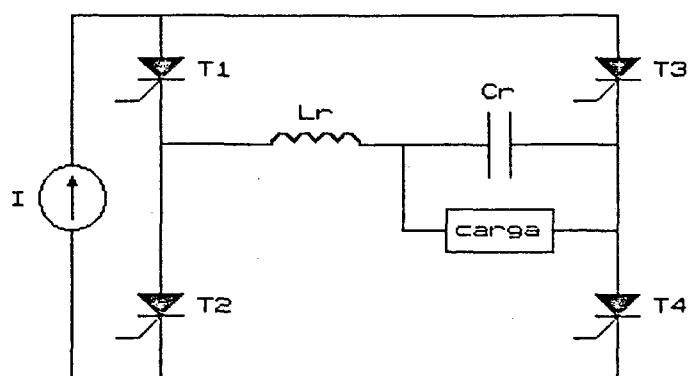


Figura 4.1 - Circuito simulado.

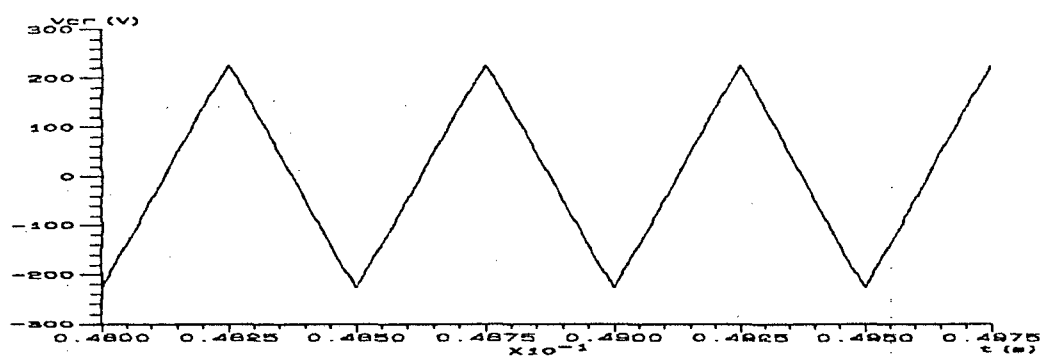


Figura 4.2 - Tensão no capacitor ressonante.

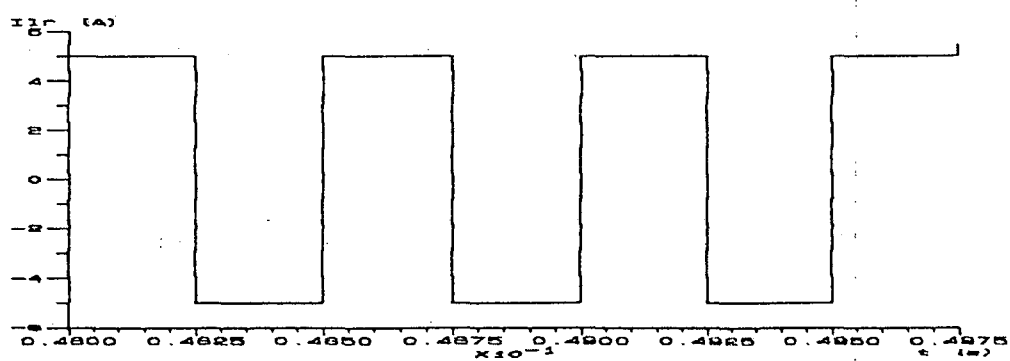


Figura 4.3 - Corrente no indutor ressonante.

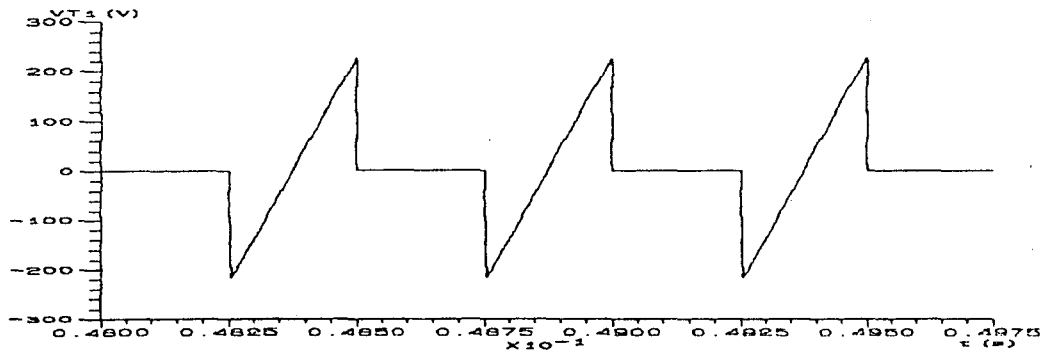


Figura 4.4 - Tensão no tiristor T1.

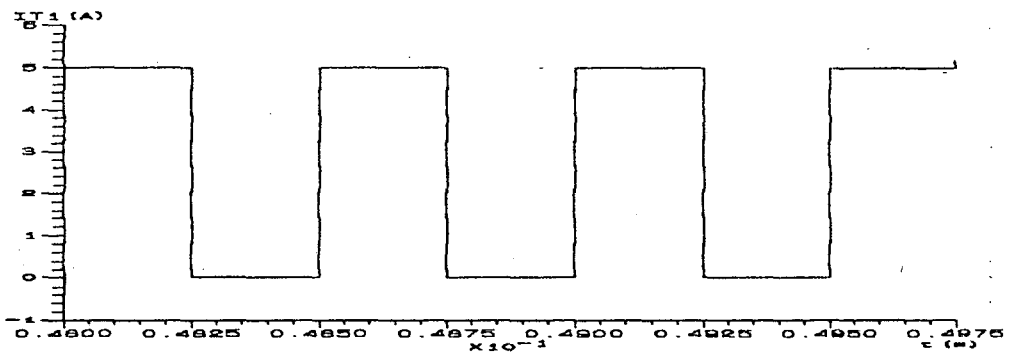


Figura 4.5 - Corrente no tiristor T1.

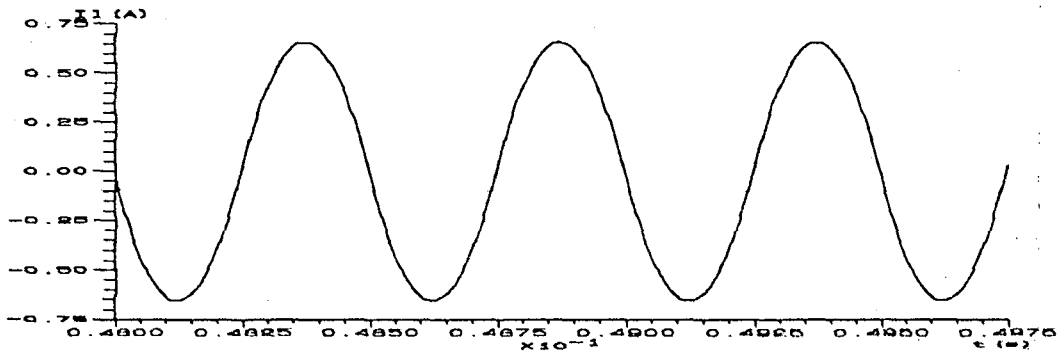


Figura 4.6 - Corrente na carga.



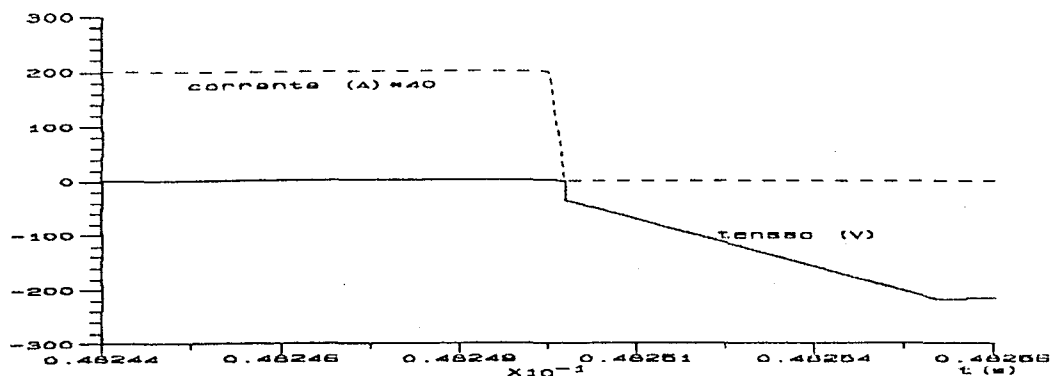


Figura 4.7 - Detalhe do bloqueio.

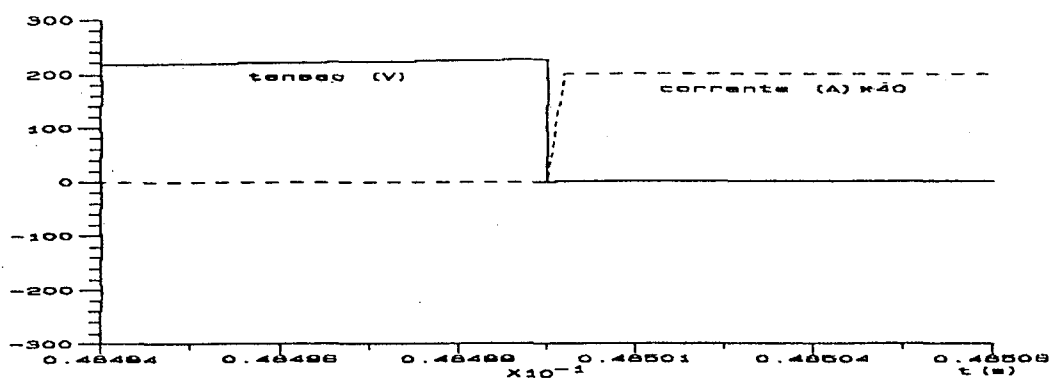


Figura 4.8 - Detalhe do disparo.

As figuras apresentadas podem ser comparadas as teóricas do capítulo I.

Quando se passa a utilizar a modulação PWM, tem-se a tensão sobre o capacitor ressonante, excursionando nos dois quadrantes (positivo e negativo) em cada intervalo de condução dos pares de chaves. Isto faz com que esta tensão seja muito distorcida, distorção que é no entanto,

necessária para que se tenha a comutação dos tiristores, uma vez que necessita-se aplicar tensão reversa sobre os tiristores para que haja o bloqueio.

Como forma de compensar esta distorção, utiliza-se um filtro na saída, que para carga linear é do tipo LC.

As figuras de 4.9 à 4.19 mostram os resultados deste estudo:

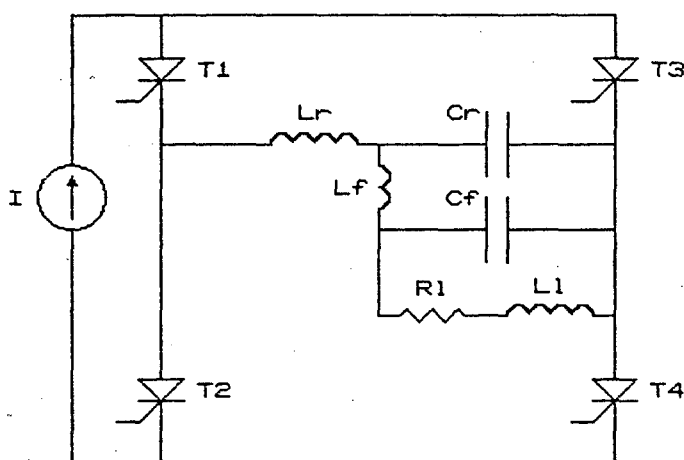


Figura 4.9 - Circuito simulado.

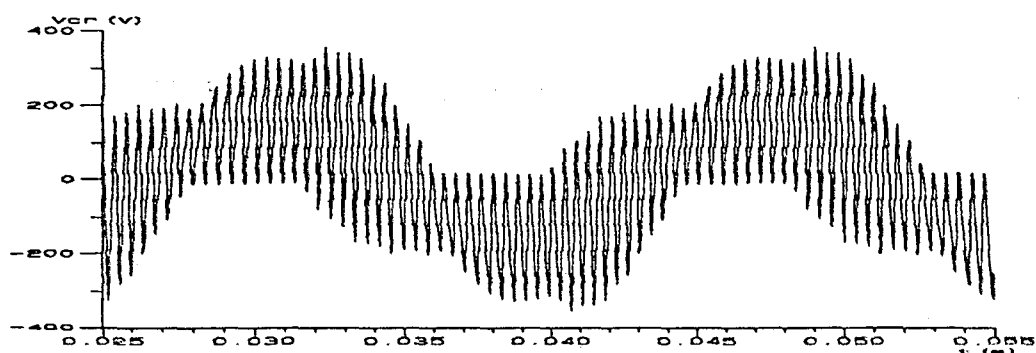


Figura 4.10 - Tensão no capacitor ressonante.

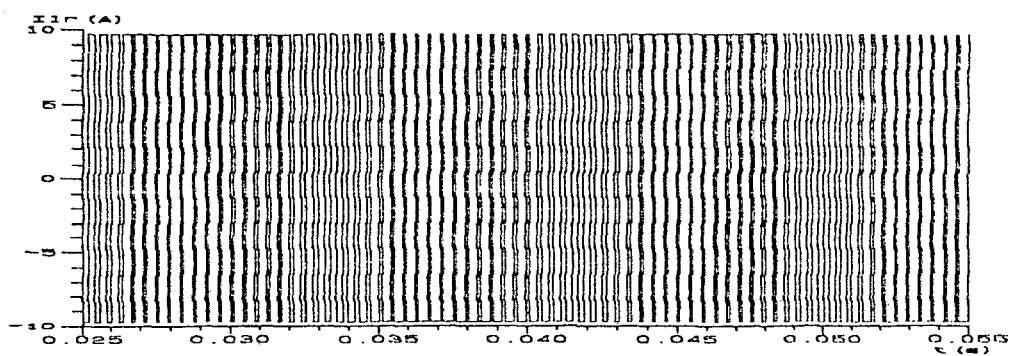


Figura 4.11 - Corrente no indutor ressonante.

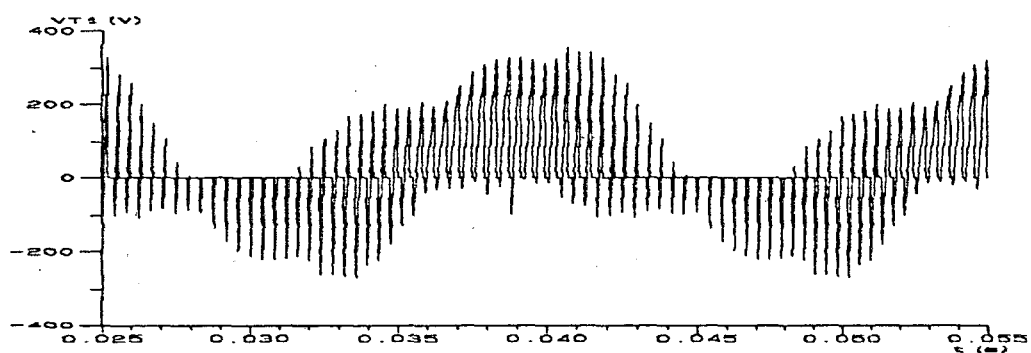


Figura 4.12 - Tensão no tiristor T1.

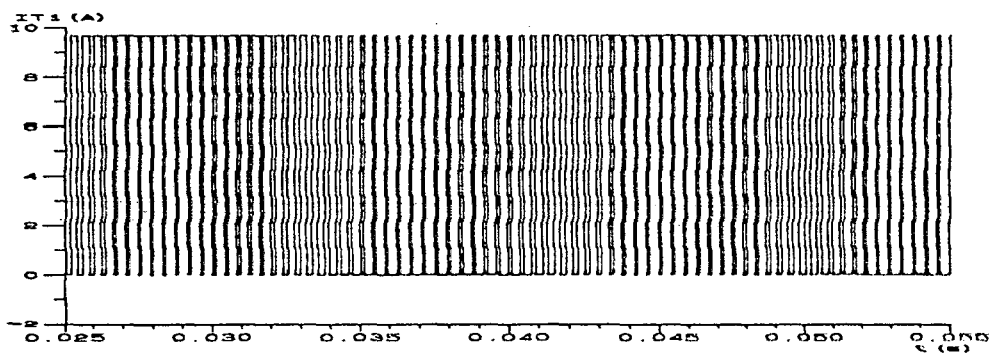


Figura 4.13 - Corrente no tiristor T1.

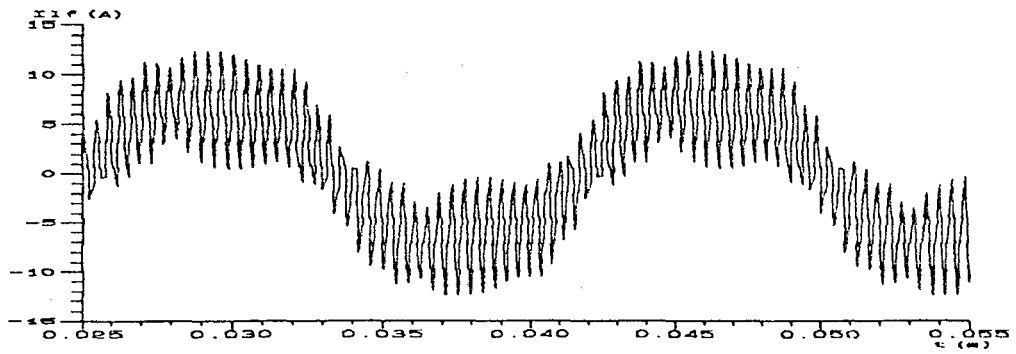


Figura 4.14 - Corrente no indutor de filtragem.

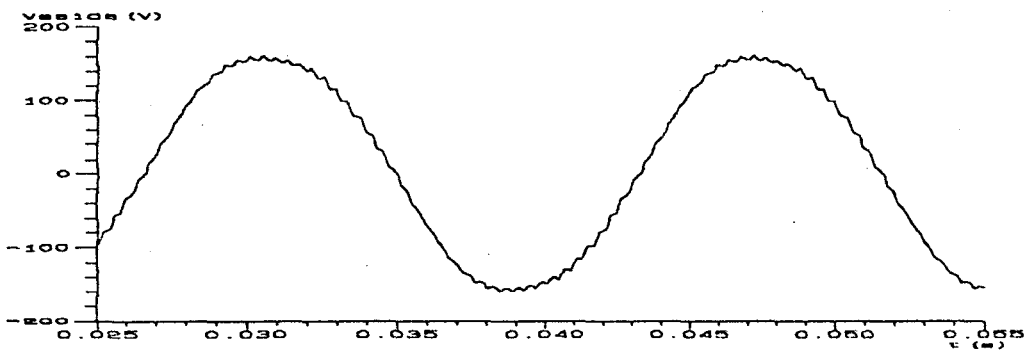


Figura 4.15 - Tensão de saída.

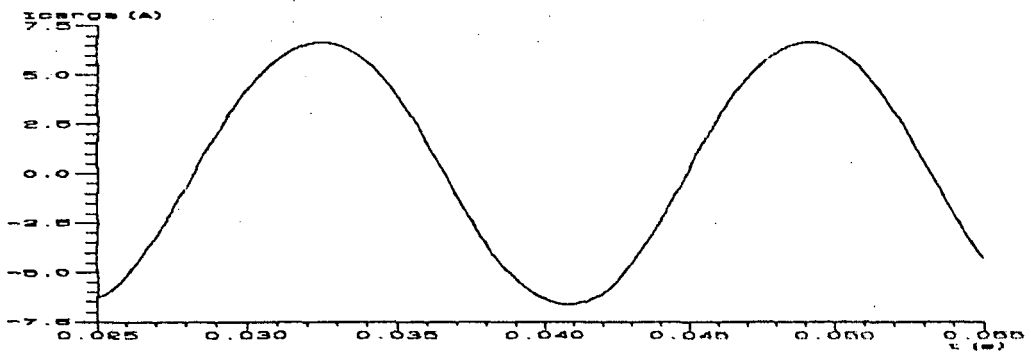


Figura 4.16 - Corrente na carga.

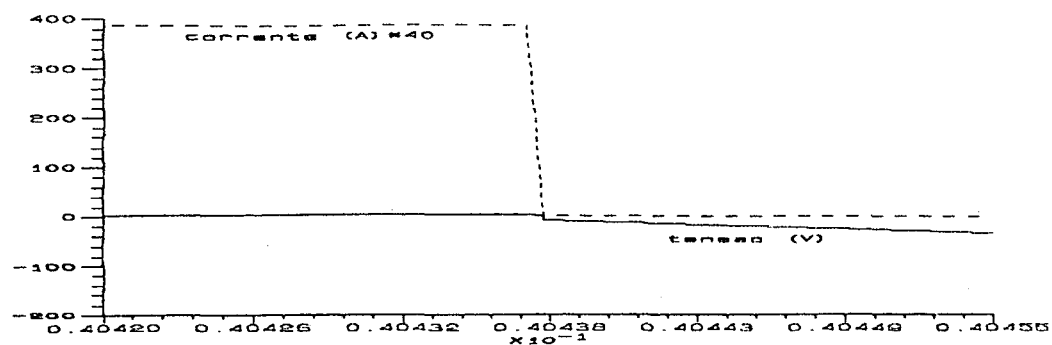


Figura 4.17 - Detalhe do bloqueio do tiristor T1.

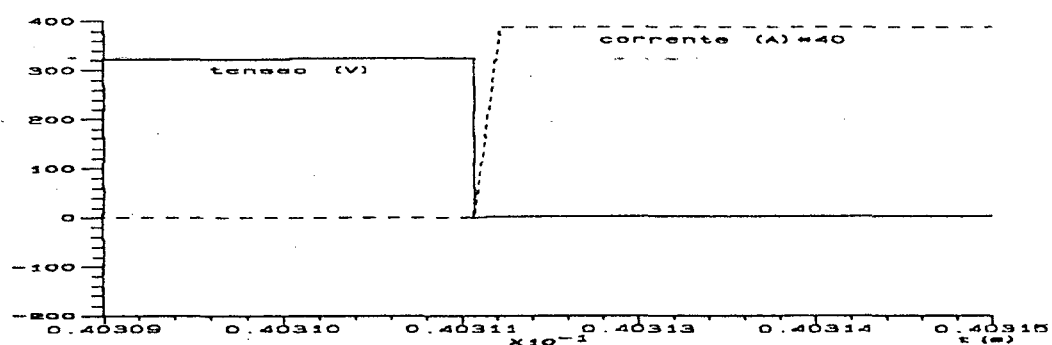


Figura 4.18 - Detalhe do disparo do tiristor T1.

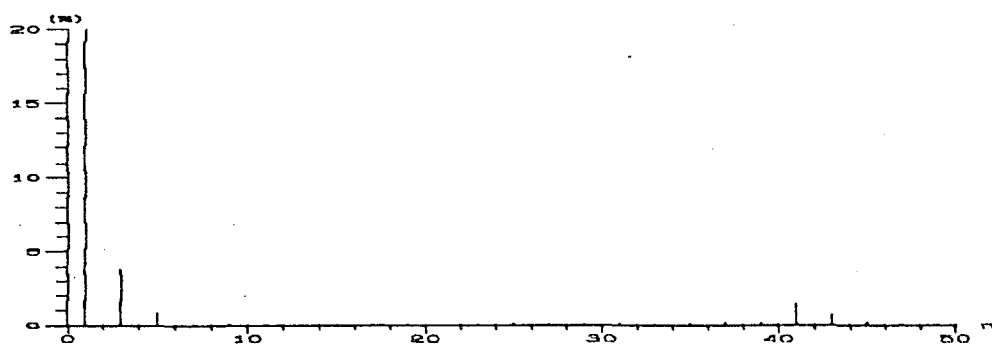


Figura 4.19 - Espectro harmônico da tensão de saída.

Destas curvas pode-se obter dados importantes para o dimensionamento dos elementos, tais como:

- Tensão de pico e eficaz no capacitor ressonante;
- Corrente de pico e eficaz no indutor ressonante;
- Corrente de pico e eficaz nos tiristores;
- Tensão de pico e eficaz nos tiristores;
- Corrente de pico e eficaz no indutor de filtragem.

Nesta simulação utilizou-se uma modulação com 41 pulsos por período e índice de modulação 0,8. Para os elementos adotou-se os seguintes valores, conforme projetado:

$$C_r = 6\mu F \quad L_r = 3\mu H \quad L_f = 1,74mH$$

$$C_f = 120\mu F \quad I = 9,7A$$

O nível de distorção para este tipo de operação (com carga linear), fica desta forma abaixo dos 5% exigidos, mostrando que a estrutura é viável nestas aplicações.

#### 4.2.2 - Simulação para Carga Não-Linear

Substitui-se a carga linear por uma não-linear para que possa ser feito um estudo comparativo do comportamento entre as duas. Comprova-se neste ponto a distorção já analisada no capítulo I, os resultados que mostram esta distorção são apresentados a seguir, nas figuras de 4.20 à 4.30.

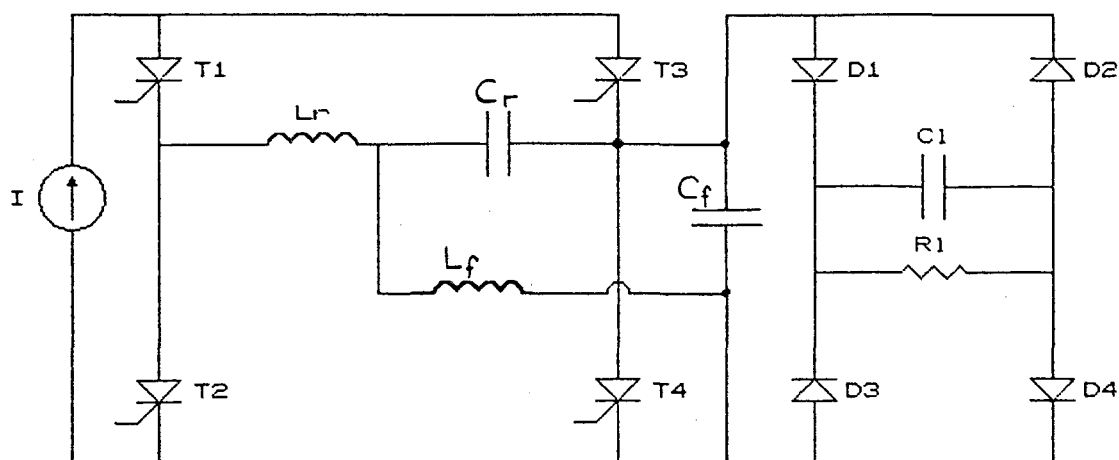


Figura 4.20 - Circuito simulado.

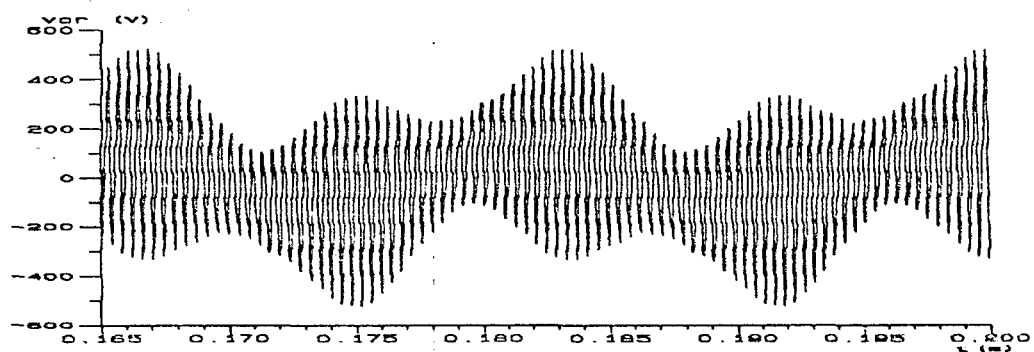


Figura 4.21 - Tensão no capacitor ressonante.

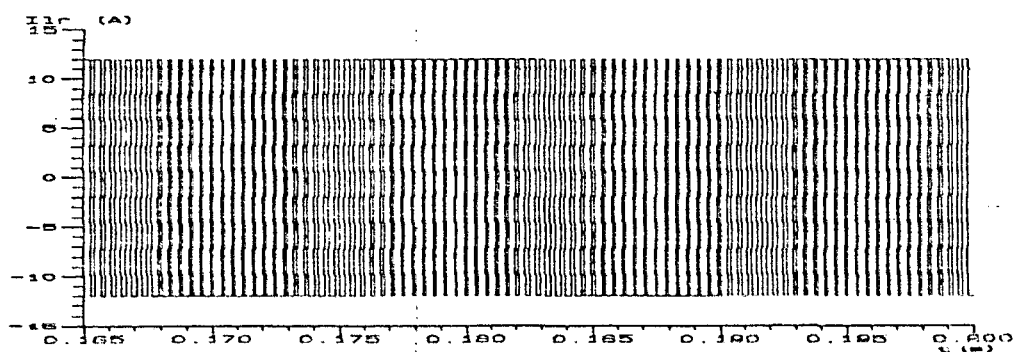


Figura 4.22 - Corrente no indutor ressonante.

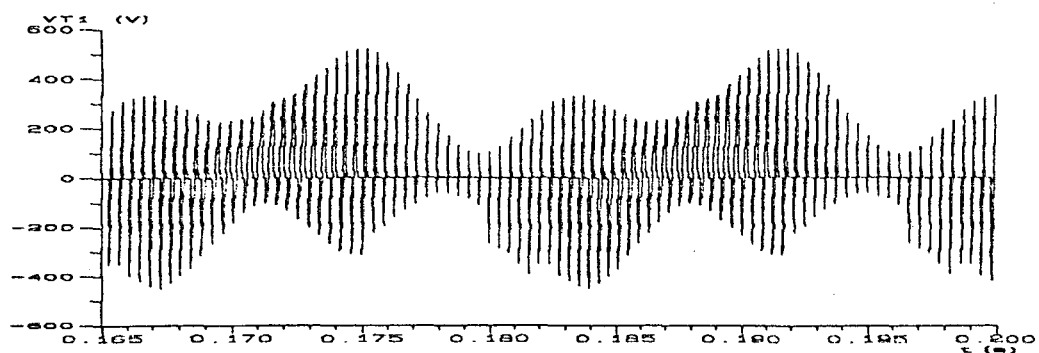


Figura 4.23 - Tensão no tiristor T1.

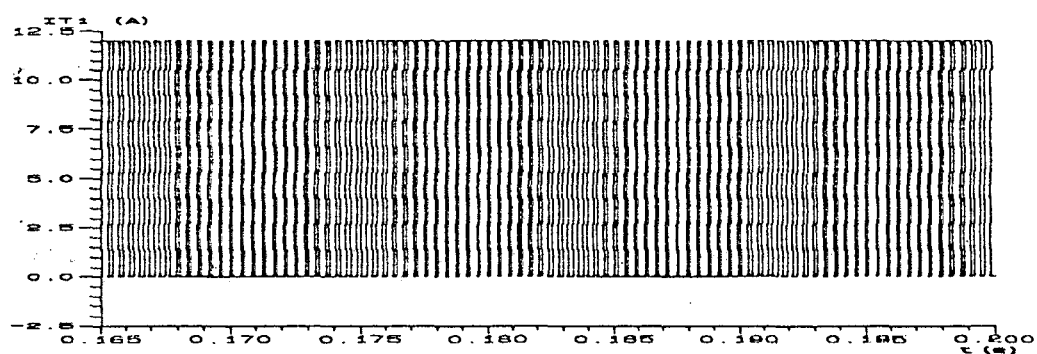


Figura 4.24 - Corrente no tiristor T1.

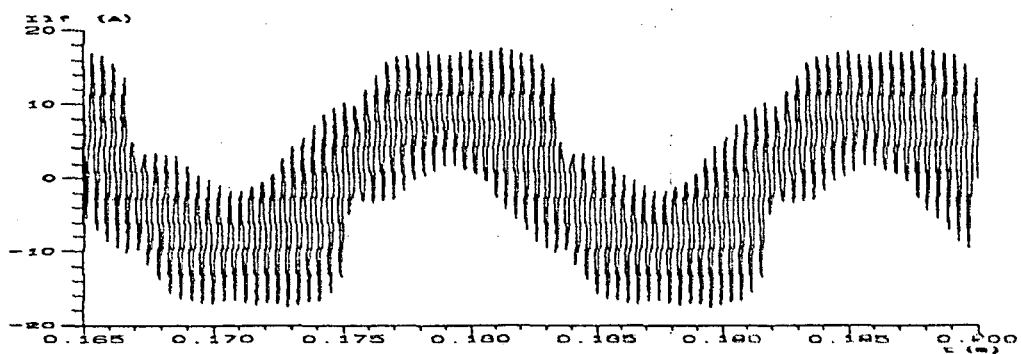


Figura 4.25 - Corrente no indutor de filtragem.



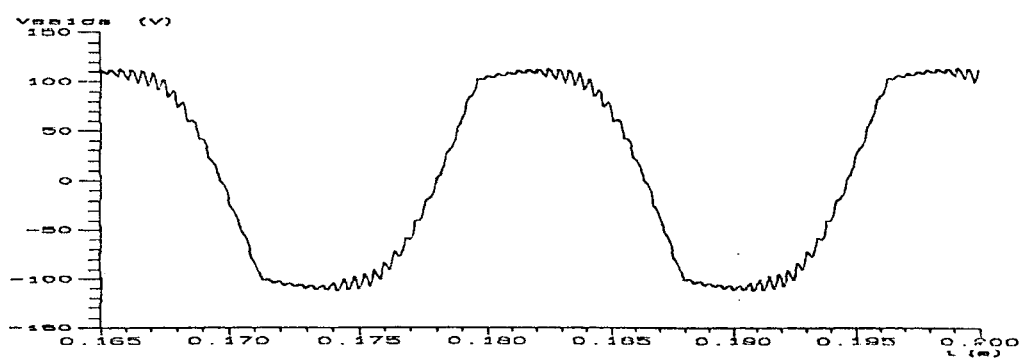


Figura 4.24 - Tensão de saída do inversor.

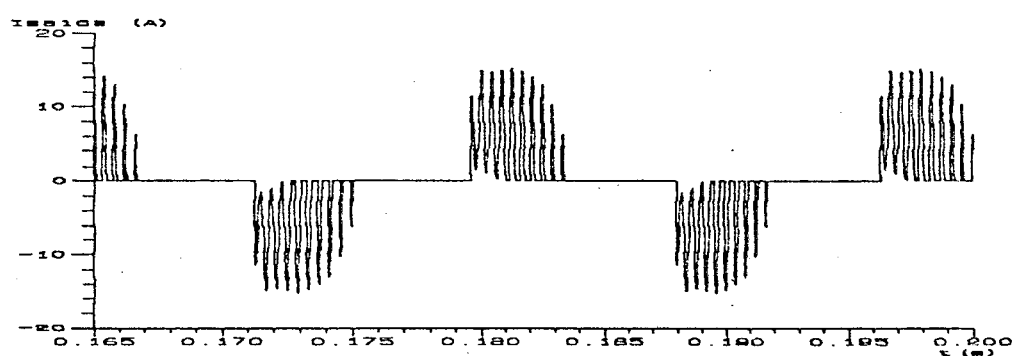


Figura 4.25 - Corrente de saída do inversor.

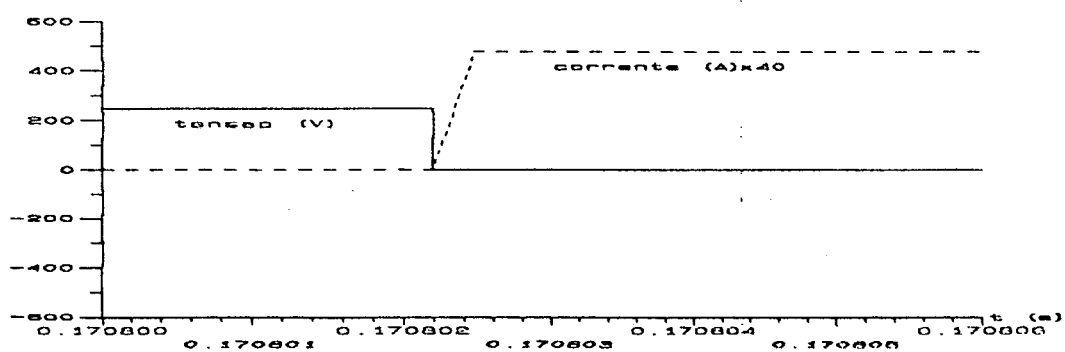


Figura 4.26 - Detalhe do bloqueio do tiristor T1.

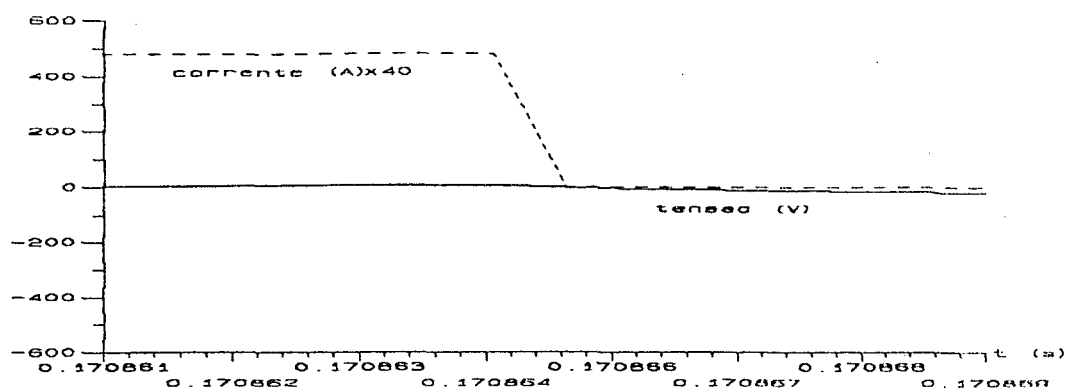


Figura 4.27 - Detalhe do disparo do tiristor T1.

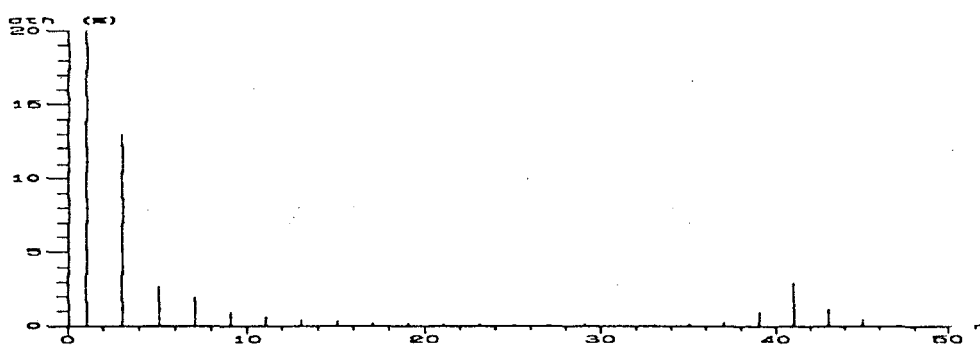


Figura 4.28 - Espectro harmônico da tensão de saída.

Utilizou-se nesta simulação a mesma modulação da anterior, modificando-se apenas a carga, que passa a ser composta por:

- Quatro diodos formando a ponte retificadora;
- Um resistor de carga;
- Um capacitor de saída, que é responsável pela característica de carga não-linear.

Obtém-se com base nas figuras 4.24 e 4.28, mostradas anteriormente, a comprovação da distorção causada pela carga não-linear, que fica em torno de 15%, acima portanto, do limite permitido.

Como forma de minimizar o problema causado pela característica de carga não-linear, lança-se mão do filtro sintonizado, já analisado no capítulo III, com o qual obtém-se o resultado mostrado na figura 4.29, para tensão de saída.

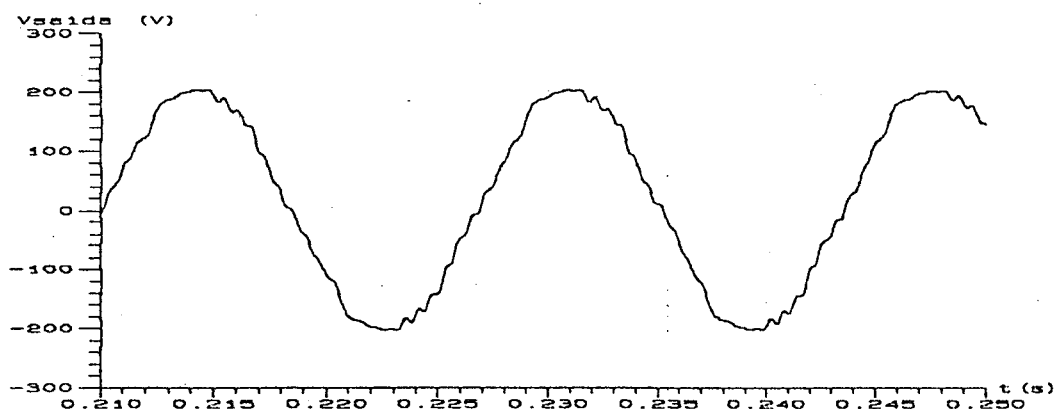


Figura 4.29 - Tensão de saída para alimentação de carga não-linear utilizando filtro sintonizado.

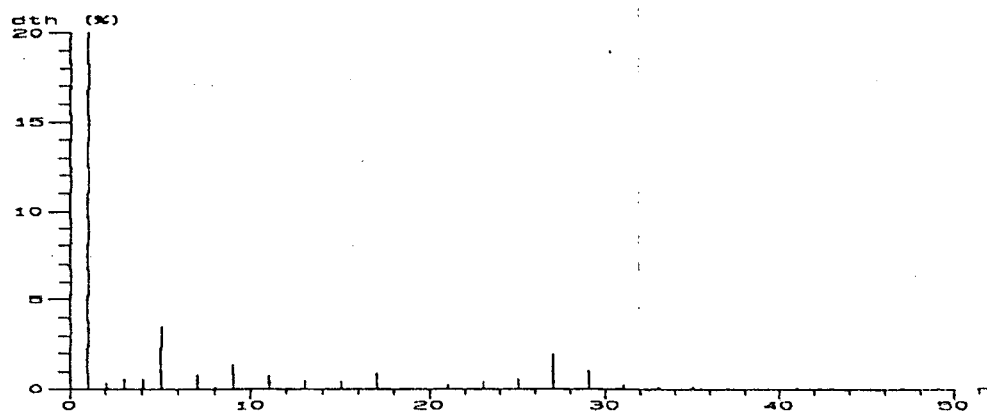


Figura 4.30 - Espectro harmônico da tensão de saída com filtro sintonizado.

Pode-se observar que o nível de distorção, é bastante reduzido quando utiliza-se o filtro sintonizado. O conteúdo harmônico constatado após a utilização deste recurso fica em torno de 5%, que é um valor aceitável[18].

#### 4.3 - Conclusões

Tendo como base os capítulos precedentes a este e, as simulações aqui realizadas, pode-se afirmar que:

- A análise teórica mostra-se bastante fiel com respeito aos resultados obtidos por simulação, comprovando a sua validade;
- Mostra-se que é possível obter, para os tipos de operação, tensão de saída dentro dos padrões exigidos. Com maior ou menor dificuldade, dependendo da carga a ser alimentada;
- Uma constatação bastante importante nesta análise por simulação, é o da comutação não-dissipativa em todas as chaves, tanto no disparo quanto no bloqueio. Embora, as idealizações das chaves, possam provocar restrições a esta característica.

## CAPÍTULO V

### 5 - Resultados Experimentais

#### 5.1 - Introdução

Como última etapa deste trabalho faz-se a implementação de um protótipo de laboratório para que possa ser confirmada ou não a validade do estudo realizado.

Para tanto, segue-se um procedimento de projeto cujas diretrizes básicas, já foram descritas nos capítulos anteriores a este.

As formas de ondas experimentais que serão vistas a seguir, foram todas obtidas através de plotagem via osciloscópio.

#### 5.2 - Procedimento de projeto

a) Define-se os parâmetros básicos do protótipo, como potência e tensão de saída, fator de potência da carga a ser alimentada;

b) Com os dados apresentados no item anterior define-se os elementos da carga;

c) Define-se os elementos de ressonância através dos critérios já estabelecidos no capítulo II;

d) Define-se o filtro a ser utilizado com critérios também já estabelecidos;

e) Estabelece-se uma relação entre a corrente de saída e a corrente modulada de entrada;

f) Define-se a amplitude da fonte de corrente a ser utilizada para alimentação do inversor;

g) Calcula-se os elementos indutivos a serem utilizados na prática;

h) Dimensiona-se os demais componentes, como capacitores e tiristores;

i) Faz-se o cálculo térmico dos semicondutores, para

dimensionar os seus dissipadores.

### 5.3 - Projeto do Protótipo Implementado

#### a) Dados iniciais

$$S_s = 500\text{VA}$$

$$V_s = 110\text{V}$$

$$\cos\phi = 0,8$$

#### b) Dimensionamento da carga

$$|Z_1| = \frac{V^2}{S} \quad [6.01]$$

$$|Z_1| = 24,2 \text{ Ohms}$$

Para um  $\cos\phi = 0,8$ , tem-se:

$$Z_1 = 24,2 \angle 36,86^\circ \implies \begin{aligned} R_1 &= 19,36 \text{ Ohms} \\ L_1 &= 38,50 \text{ mH} \end{aligned}$$

#### c) Elementos ressonantes

$$L_r = 3,0 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_r = 6,0 \text{ }\mu\text{F}$$

## d) Elementos de filtragem

$$C_f = 120 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_f = 1,71\text{mH}$$

## e) Relação entre a corrente de entrada e de saída

Através do circuito equivalente da estrutura e com os valores dos elementos definidos, obtém-se a seguinte relação entre a corrente de saída e a corrente modulada de entrada:

$$i_s = 1,032 \cdot i_{lr} \quad [6.02]$$

## f) Cálculo da amplitude da fonte de alimentação

Para chegar-se ao valor da fonte, leva-se em consideração os seguintes fatores:

- 1) A relação estabelecida anteriormente;
- 2) A corrente que deseja-se na saída;
- 3) A lei que rege a modulação utilizada;
- 4) O índice de modulação utilizado ( $m$ ), no caso 0,8. Este índice de modulação é a relação que estabelece-se entre entrada e saída, quando gera-se os pulsos de modulação.

$$\text{Então: } i_{sef} = 4,54\text{A} \implies i_{spk} = 6,428\text{A}$$

$$|i_{lr}| = 6,2289\text{A}$$

$$i_{lr} = \frac{4 \cdot I \cdot A(1)}{\pi} \quad [6.03]$$

Onde  $A(1)$  é o termo fundamental da série de Fourier que define a modulação, e é dado pela seguinte fórmula:

$$\text{P/ 41 pulsos} \quad A(1) = 1 + \sum_{k=1}^{20} \frac{20}{k} (-1)^k \cdot \cos(\beta_k) \quad [6.04]$$

Sendo:  $m = 0,8$

$$I = \frac{|i_s| \cdot \pi}{4 \cdot A(1) \cdot m} \quad [6.05]$$

$$\implies I = \frac{6,2289 \cdot \pi}{4 \cdot 0,62832 \cdot 0,8}$$

$$I = 9,7A$$

g) Cálculo dos indutores

g.1) Indutor de filtragem

$$L_f = 1.71mH$$

$$A_e A_w = \frac{L_f \cdot I_{pk} \cdot I_{ef}}{K \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad [6.06]$$

$$A_e A_w = \frac{1,71E-3 \cdot 13,3 \cdot 5,75}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} \cdot 10^4$$

$$A_e A_w = 14,57 \text{ cm}^4$$

Utilizando um núcleo E65/26:

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2 \quad A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

$$\implies A_e A_w = 19,684 \text{ cm}^4$$

$$N_e = \frac{L \cdot I_{pk}}{B \cdot A_e} \quad [6.07]$$

$$N_e = \frac{1.8 \cdot 10^{-3} \cdot 10}{0,3 \cdot 5,32} \cdot 10^4 = 113,0$$

$$N_e = 120 \text{ espiras}$$



## g.2) Indutor de Ressonância

$$L_r = 3 \text{ } \mu\text{H}$$

$$A_e A_w = \frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} \cdot 10^4$$

$$A_e A_w = 0,032 \text{ cm}^4$$

Utilizando um núcleo E-20:

$$A_e = 0,312 \text{ cm}^2$$

$$N_e = \frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{0,3 \cdot 0,312} \cdot 10^4 = 3,2$$

$$N_e = 5 \text{ espiras}$$

Obs: Na prática coloca-se um número pouco maior de espiras que a calculada e regula-se a indutância com o entreferro.

## h) Dimensionamento dos Capacitores e Tiristores

## h.1) Capacitor de Filtragem

$$C_f = 120 \mu\text{F} \quad V_{ef} = 110\text{V}$$

$$V_{pk} = 156\text{V}$$

## h.2) Capacitor de Ressonância

$$C_r = 6 \mu\text{F} \quad V_{ef} = 157\text{V}$$

$$V_{pk} = 330\text{V}$$

## h.3) Tiristores

$$\text{SKT 12 F} \quad V_{ef} = 800\text{V}$$

$$t_q = 10; 15; 20 \mu\text{s}$$

$$I_{ef} = 23\text{A}$$

$$dV/dt = 500V/\mu s$$

### i) Cálculo Térmico para os Semi-condutores

$$\text{Dados: } T_j = 130^\circ\text{C} \quad T_a = 50^\circ\text{C}$$

$$R_{jc} = 1,2^\circ\text{C/W} \quad R_{cd} = 1,0^\circ\text{C/W}$$

$$E_0 = 1.8 \text{ V} \quad R_0 = 0,016 \text{ ohms}$$

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd} \quad [6.08]$$

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot P \quad [6.09]$$

$$R_{ja} = (T_j - T_a)/P \quad [6.10]$$

#### i.1) Cálculo de P

$$P = E_0 \cdot I_{med} + R_0 \cdot I_{ef}^2 \quad [6.11]$$

$$P = 1,8 \cdot 4,86 + 0,016 \cdot 6,85^2$$

$P = 9,5 \text{ W}$
---------------------

#### i.2) Cálculo do dissipador

$$DT = P \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad [6.12]$$

$$80 = 9,5 \cdot (1,2 + 0,5 + R_{da})$$

$$R_{da} = 6,72^\circ\text{C/W}$$

$$R_{da} + R_{cd} = 6,72 + 1 = 7,75^\circ\text{C/W}$$

O dissipador recomendado então é o K5-M6 cuja convecção natural é  $5,7^\circ\text{C/W}$ .

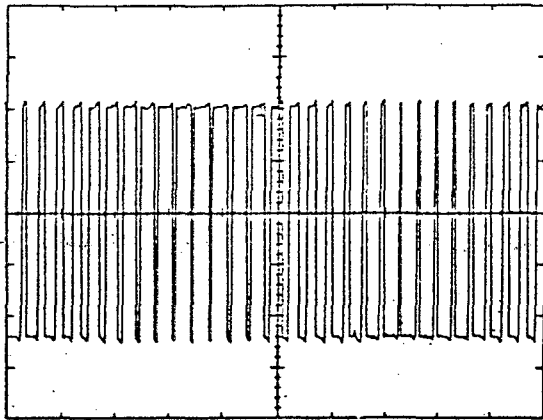
### Resultados Experimentais

#### 5.4 - Circuito de Comando

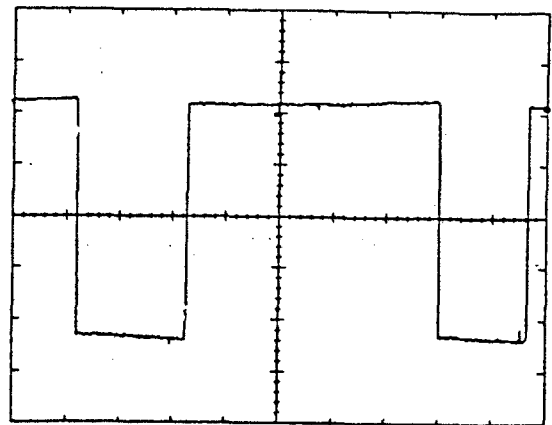
O circuito implementado é o que foi apresentado no capítulo II, e as figuras a seguir mostram os sinais de comando

gerados pelo mesmo. Todas as figuras foram obtidas através de plotagem via osciloscópio.

(1V/div)



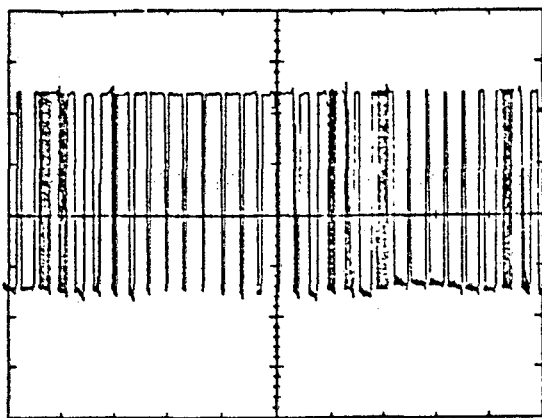
(2ms/div)



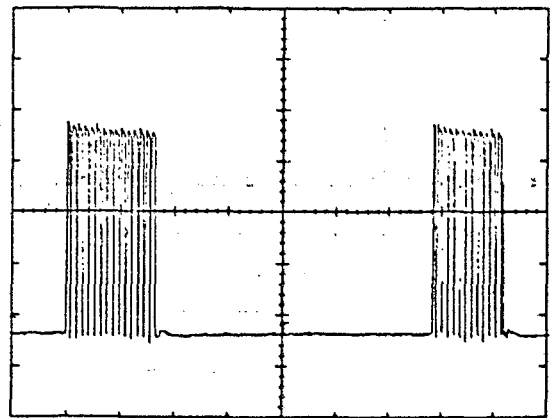
(50ps/div)

Figura 5.1 - a) Sinal de comando lido da memória;  
b) Detalhe do sinal lido da memória;

(1V/div)



(2ms/div)



(50ps/div)

Figura 5.2 - a) Sinal de gate dos tiristores;  
b) Detalhe do sinal de gate.

## 5.5 - Circuito de Potência

Após a montagem do circuito de comando, partiu-se para a implementação do circuito de potência da estrutura, ou seja, a ponte inversora propriamente dita.

Nesta etapa, verifica-se a necessidade de um pulso de largura mínima, estipulada pelo fabricante, sendo este da ordem de 100 $\mu$ s. Caso contrário, teria-se que trabalhar com nível de energia muito alto, para disparar o tiristor.

Isto dificulta a operação da estrutura, devido a ter-se na modulação proposta, pulsos de tamanhos variáveis, sendo que, para a especificamente adotada, os pulsos de menor ordem tem largura de 45 $\mu$ s. Isto leva a pulsos de gatilho de no máximo 45 $\mu$ s, para que um comando não se sobreponha ao outro.

Como pode-se notar, tem-se uma incompatibilidade entre o que pode-se dispor, e o que necessita-se para acionar os tiristores. Deve-se então, buscar soluções alternativas, para contornar este problema da melhor maneira possível.

Uma primeira tentativa, poderia ser a diminuição do número de pulsos, por período de funcionamento do inversor, com isto tem-se pulsos maiores, tendo-se porém uma maior distorção na tensão de saída.

Outra consequência desta tentativa, é o aumento das sobretensões, já que estas são diretamente proporcionais ao período de condução de cada par de chaves. Este problema é em parte solucionado, já que com o aumento do tamanho dos pulsos pode-se também aumentar o período de ressonância, o que possibilita o aumento do capacitor ressonante, que tem seu valor crescendo de modo inverso com as sobretensão.

Outra possibilidade para aumentar a largura dos pulsos de comando, é a diminuição do índice de modulação, que tem como consequências:

- A diminuição do valor eficaz da fundamental da corrente modulada entregue a carga, pois, como foi visto no capítulo que trata sobre a modulação, o termo fundamental da série de Fourier que rege a modulação PWM, decresce linearmente com a diminuição do índice de modulação.

- Há uma uniformização dos pulsos dentro do período, a medida que diminui-se o índice de modulação, ou seja, a medida que diminui-se o índice de modulação, tem-se um estreitamento do pulso maior e um alargamento do pulso menor.

Nos dois casos apresentados (diminuição do número de pulsos e diminuição do índice de modulação), tem-se um aumento na distorção na tensão de saída. Mostra-se a seguir algumas simulações com as duas variações apresentadas.

Primeiramente verifica-se as alterações causadas pela mudança no índice de modulação ( $m$ ), para uma modulação com 21 pulsos por período.

Para a realização destas variações adotou-se valores fixos para os elementos do circuito, de modo a ter-se uma visão bastante direcionada sobre estas variações. Contudo, devido a esta forma de agir, tem-se limites aos quais não pode-se ultrapassar, ou seja, para um determinado valor de capacitor e indutor de ressonância, tem-se um período de ressonância que limita o tamanho dos pulsos de comando, por sua vez para valores de elementos de filtragem, tem-se distorções maiores a medida que diminuimos o índice de modulação, e por fim com a diminuição

do índice de modulação, tem-se também a diminuição do valor eficaz da tensão de saída.

Mostra-se a seguir alguns exemplos desta variação.

Obs: Em cada figura verifica-se as formas de tensão sobre o capacitor de ressonância, e a tensão de saída (ambas em volts), e a corrente sobre o indutor de ressonância (dada em ampères), em função do tempo (s).

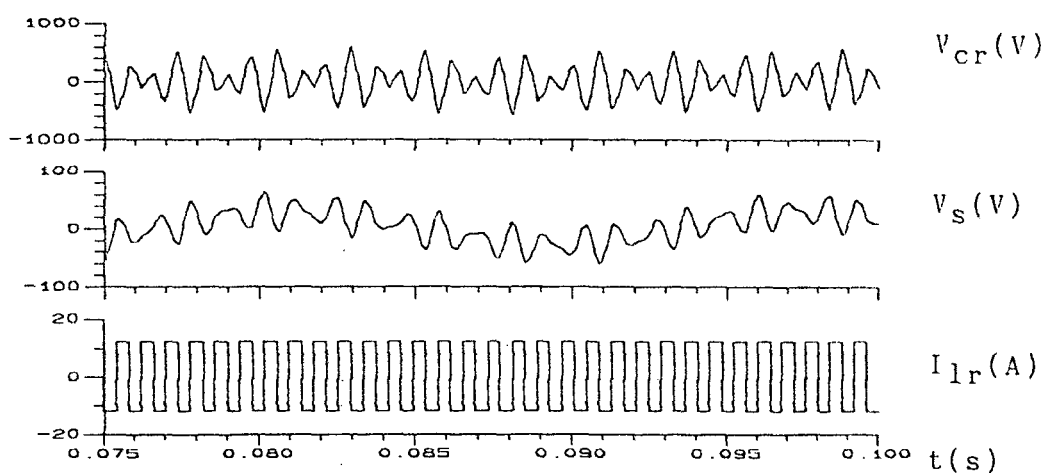


Figura 5.3 - Formas de onda para  $m=0,1$ .

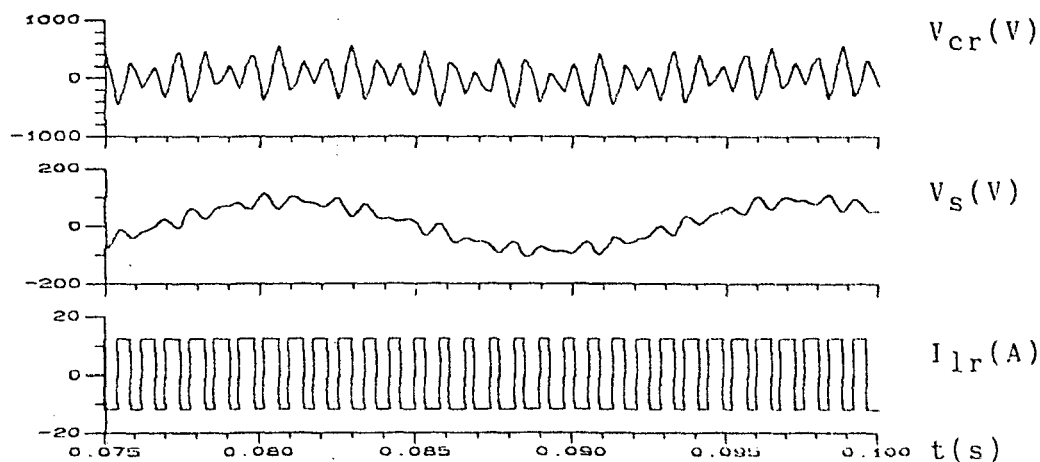


Figura 5.4 - Formas de onda para  $m=0,3$ .

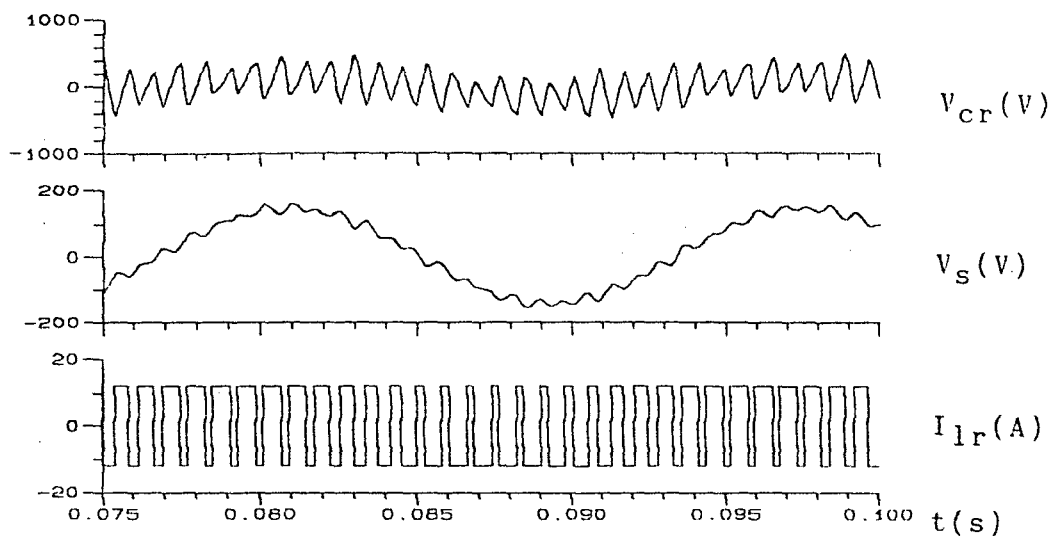


Figura 5.5 - Formas de onda para  $m=0,5$ .

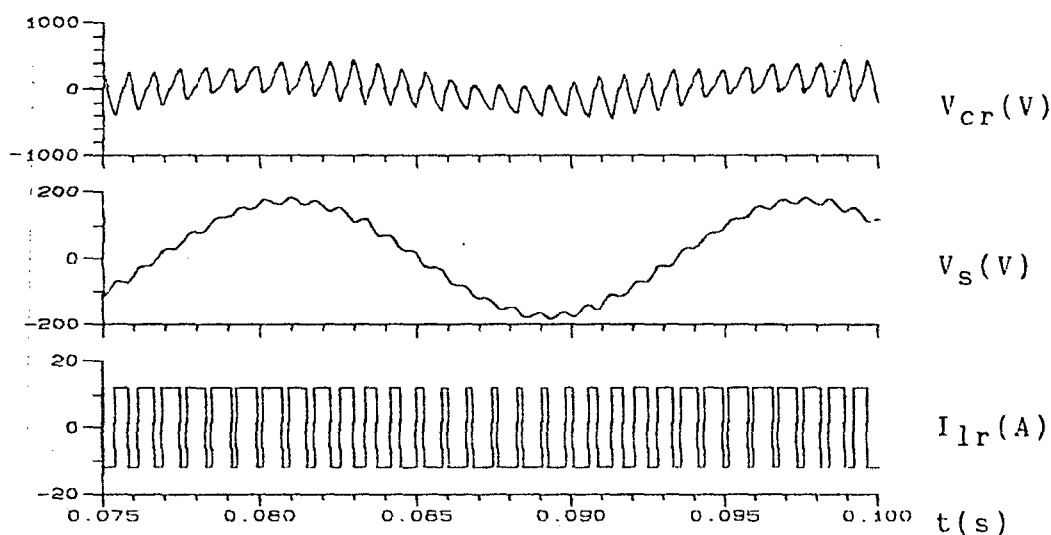


Figura 5.6 - Formas de onda para  $m=0,6$ .

Para os casos apresentados observa-se que além do que já foi mencionado, obtém-se uma variação linear do tamanho do pulso de largura mínima, que vai de 360 $\mu$ s para  $m=0,1$  até 160 $\mu$ s para  $m=0,6$ .

Para esta primeira análise adotou-se os seguintes parâmetros:  $C_r = 12\mu\text{F}$   $L_r = 5\mu\text{H}$   $I = 12\text{A}$

$C_f = 120\mu\text{F}$   $L_f = 3\text{mH}$

Mostra-se a seguir, as variações causadas pela alteração do número de pulsos por período. Da mesma forma que para análise anterior, vai-se manter os parâmetros inalterados, para que se possa observar exclusivamente o efeito causado por esta variação.

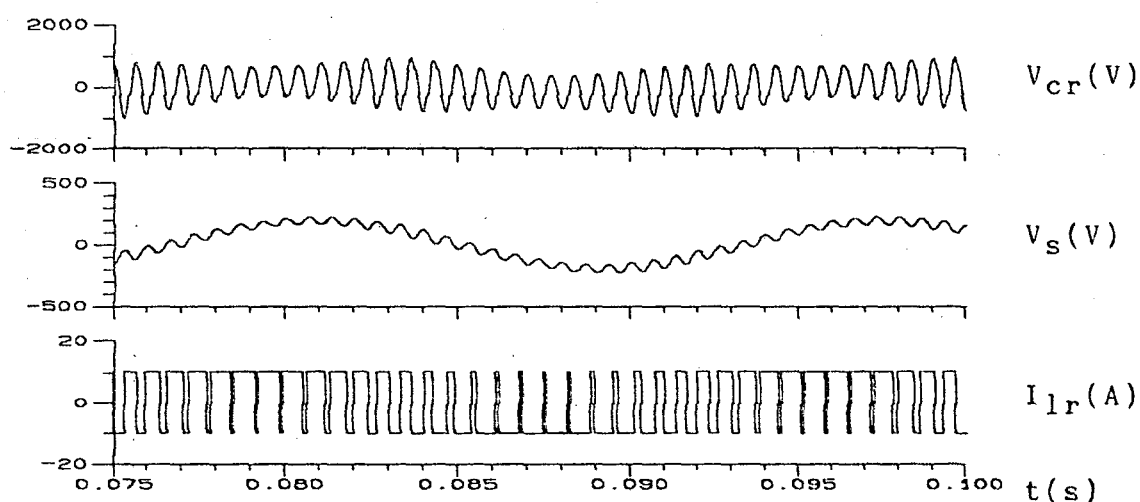


Figura 5.7 - Formas de onda para 25 pulsos.

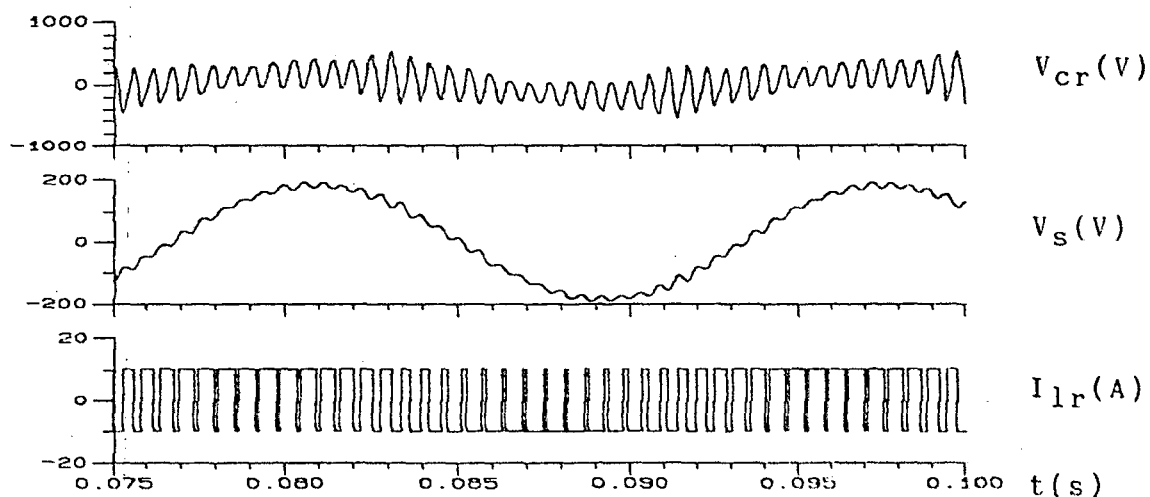


Figura 5.8 - Formas de onda para 29 pulsos.



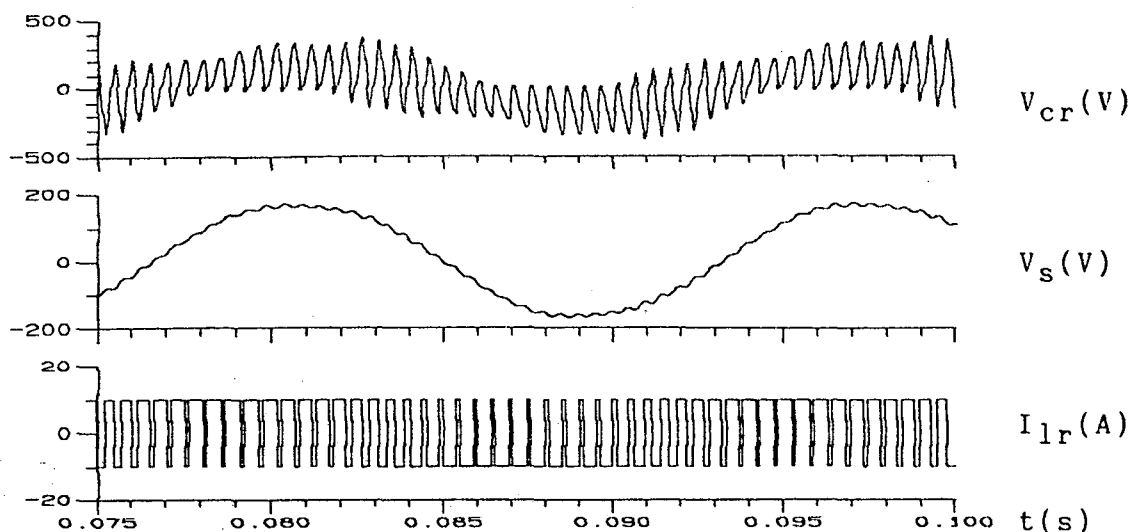


Figura 5.9 - Formas de onda para 33 pulsos.

Obs.: Para todas as figuras anteriormente mostradas as tensões são dadas em Volts, as correntes em ampères e os valores do eixo referente ao tempo são dados em segundos.

Após feitas as simulações para os diversos casos, optou-se por utilizar na implementação, uma modulação com 25 pulsos e índice de modulação igual a 0,7. Fez-se esta escolha devido ao elemento de chaveamento que se dispunha (Tiristor SKF/20).

#### 5.5.1 - Formas de onda experimentais

Apresenta-se nas figuras seguintes, as formas de onda experimentais do protótipo montado. Inicia-se esta série de figuras com as referentes a carga linear, e em seguida, mostra-se as curvas de tensão e corrente de saída do inversor para alimentação de uma carga não-linear, onde pode-se comprovar, o que foi analisado a respeito da distorção causada pela mesma, quando utiliza-se um filtro LC simplismente.

## 5.5.2 - Carga Linear

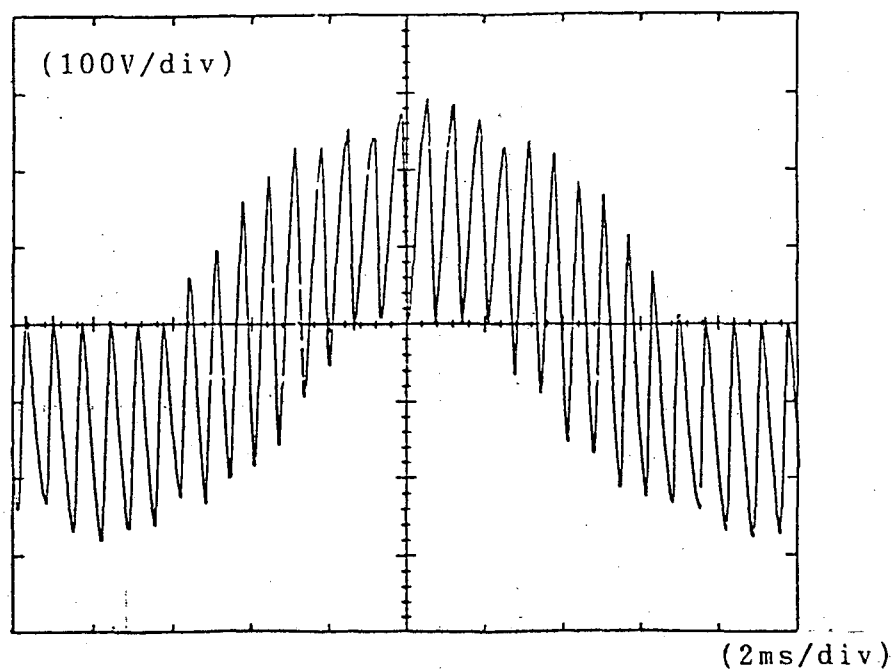


Figura 5.10 - Tensão no capacitor ressonante.

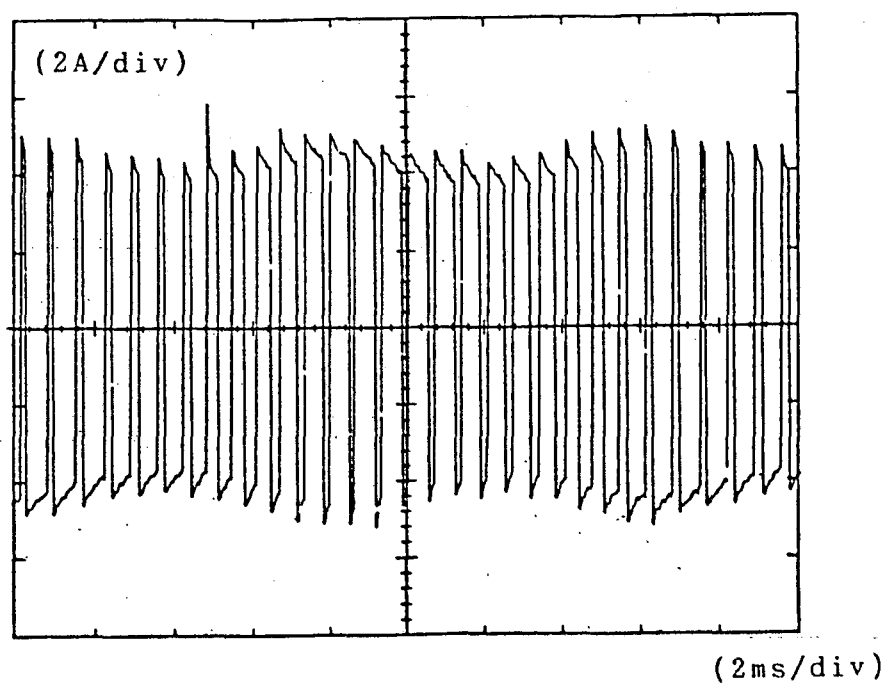


Figura 5.11 - Corrente no indutor ressonante.

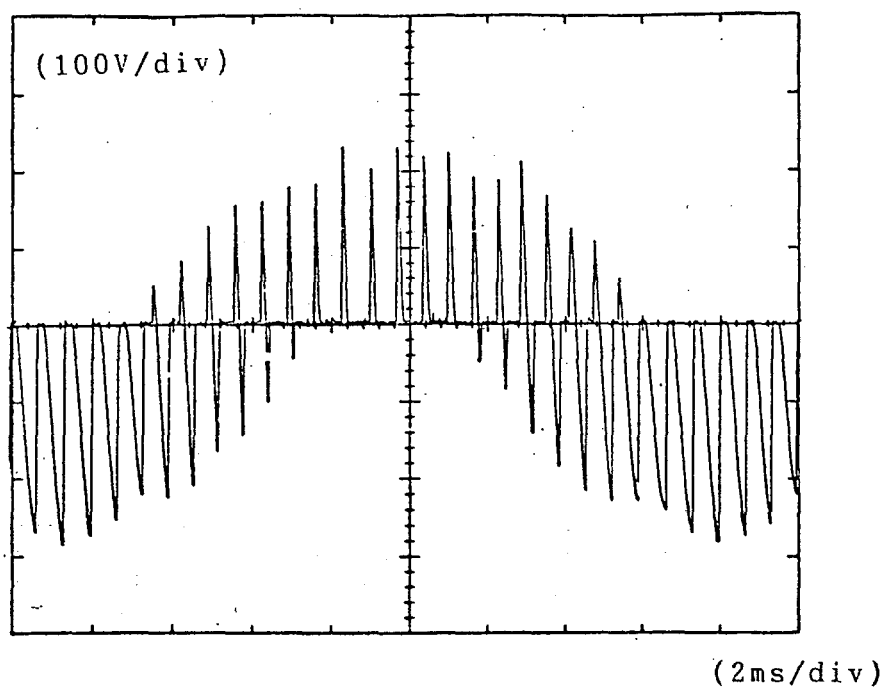


Figura 5.12 - Tensão sobre o tiristor.

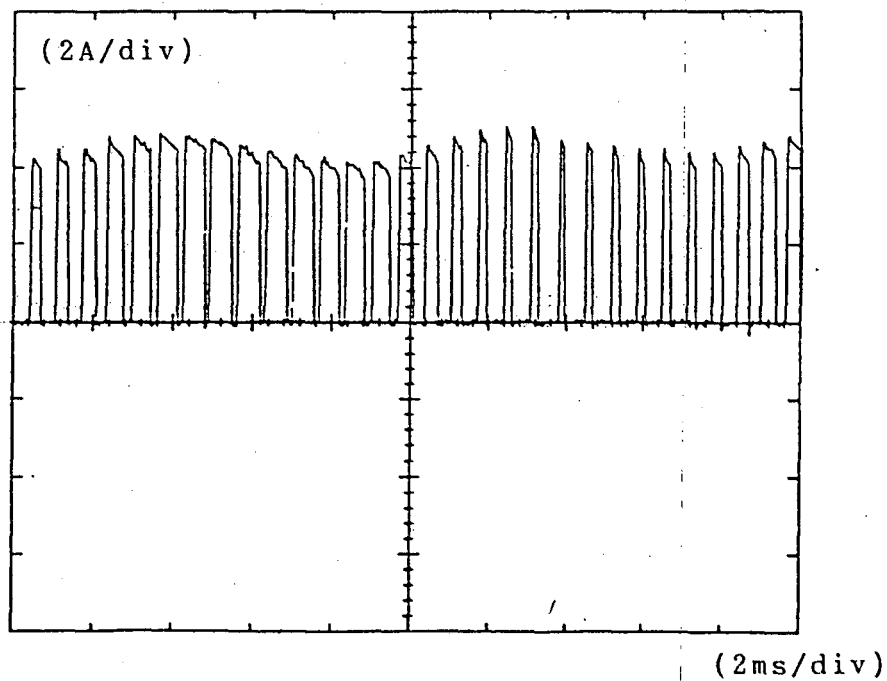


Figura 5.13 - Corrente no tiristor.

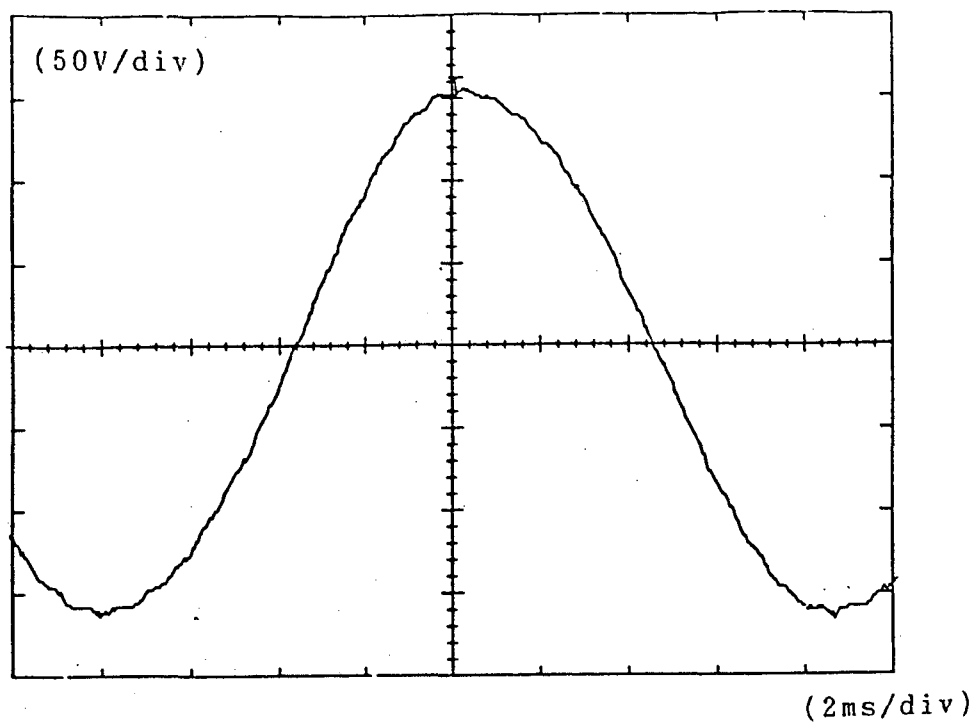


Figura 5.14 - Tensão de saída do inversor.

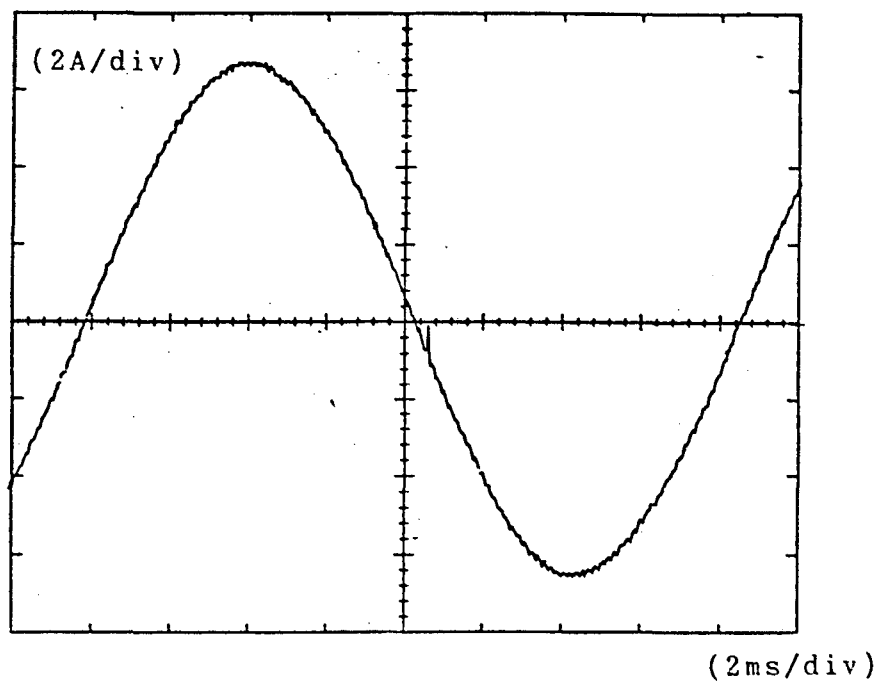


Figura 5.15 - Corrente de saída do inversor.

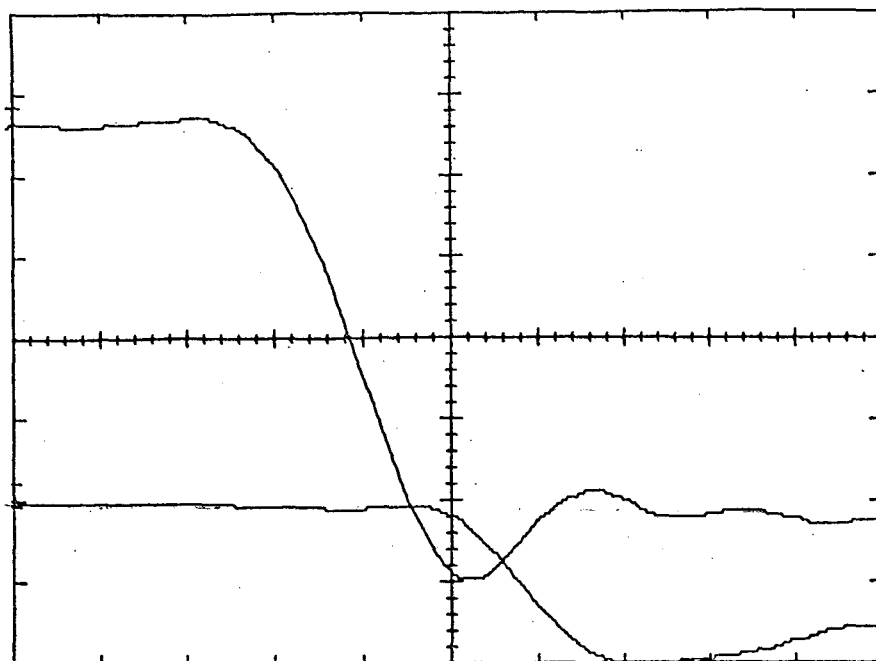


Figura 5.16 - Detalhe do bloqueio do tiristor.

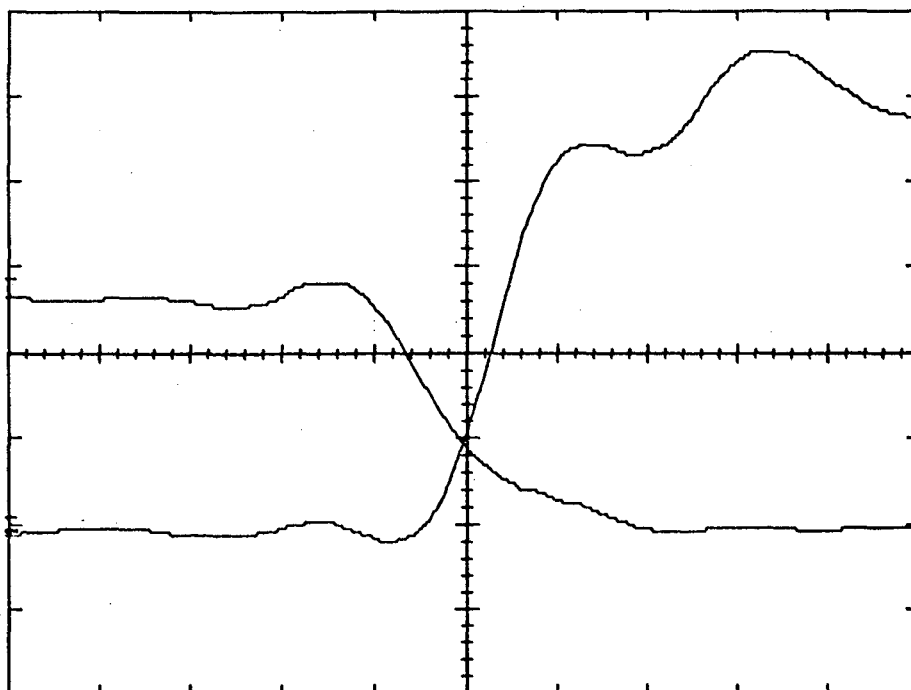


Figura 5.17 - Detalhe do disparo do tiristor.

Pode-se observar, que na comutação referente ao disparo, existe um determinado nível de tensão sobre a chave, quando a corrente começa a crescer no componente. Este problema já era previsto, devido a não idealidade do componente, que necessita de um certo tempo para que a tensão em seus terminais caia a zero.

Para solucionar este problema, fez-se então um ajuste no indutor ressonante aumentando o seu valor, proporcionando um atraso na subida da corrente da chave, o que evita que a comutação seja dissipativa, esta modificação não altera significativamente os resultados, por tratar-se de tempos muito pequenos, com relação ao período de funcionamento do inversor.

Para ter-se a certeza de que a solução adotada, não iria interferir nos resultados finais, fez-se novos ensaios, cujos resultados são mostrados a seguir:

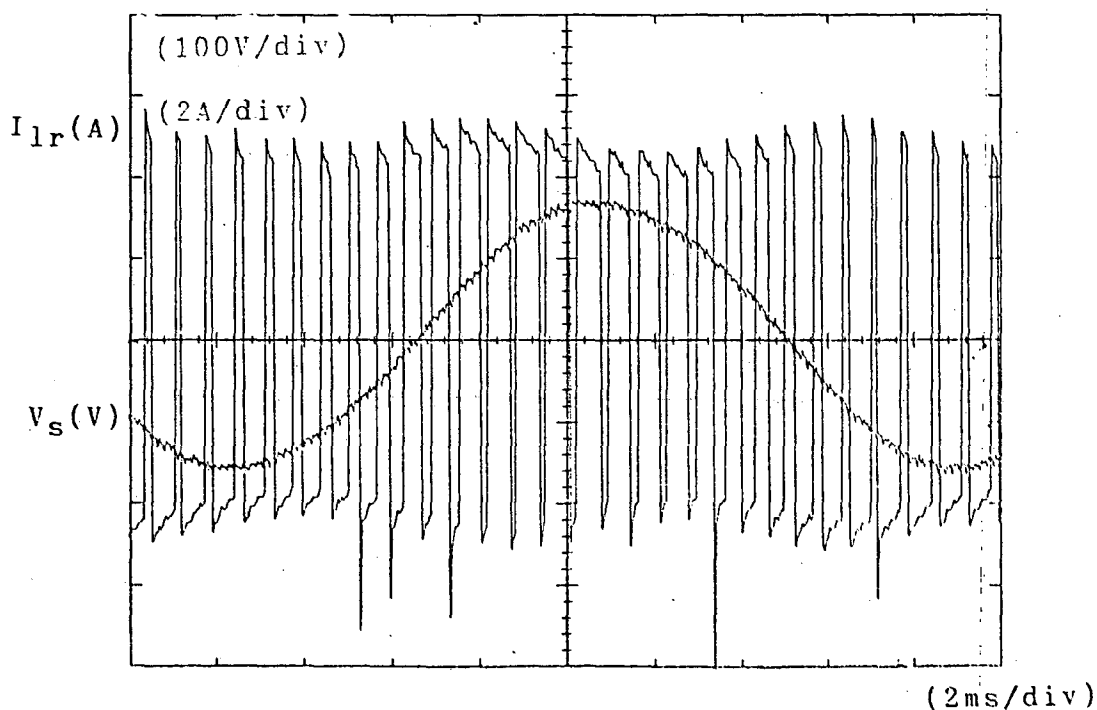


Figura 5.18 - Tensão de saída e corrente modulada de entrada.

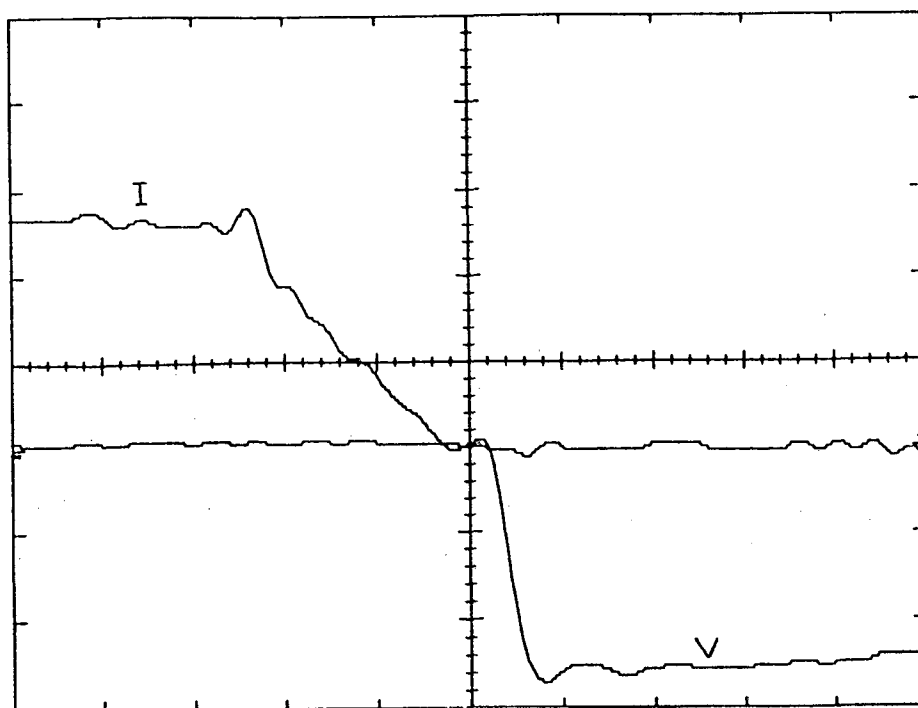


Figura 5.19 - Detalhe do bloqueio do tiristor.

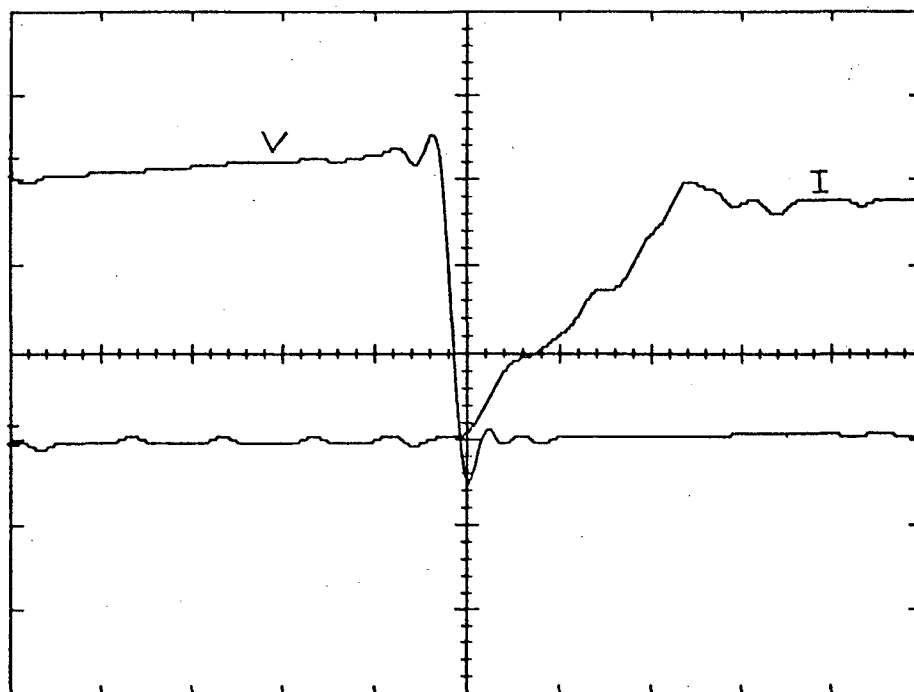


Figura 5.20 - Detalhe do disparo de tiristor.

## 5.5.3 - Carga Não-Linear

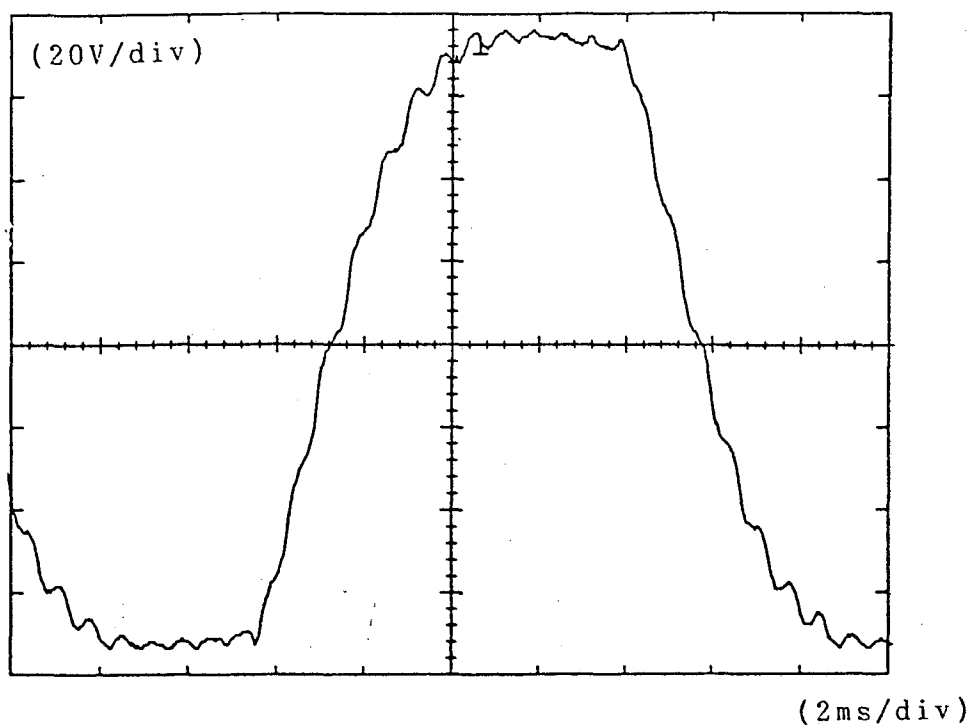


Figura 5.21 - Tensão de saída do inversor.

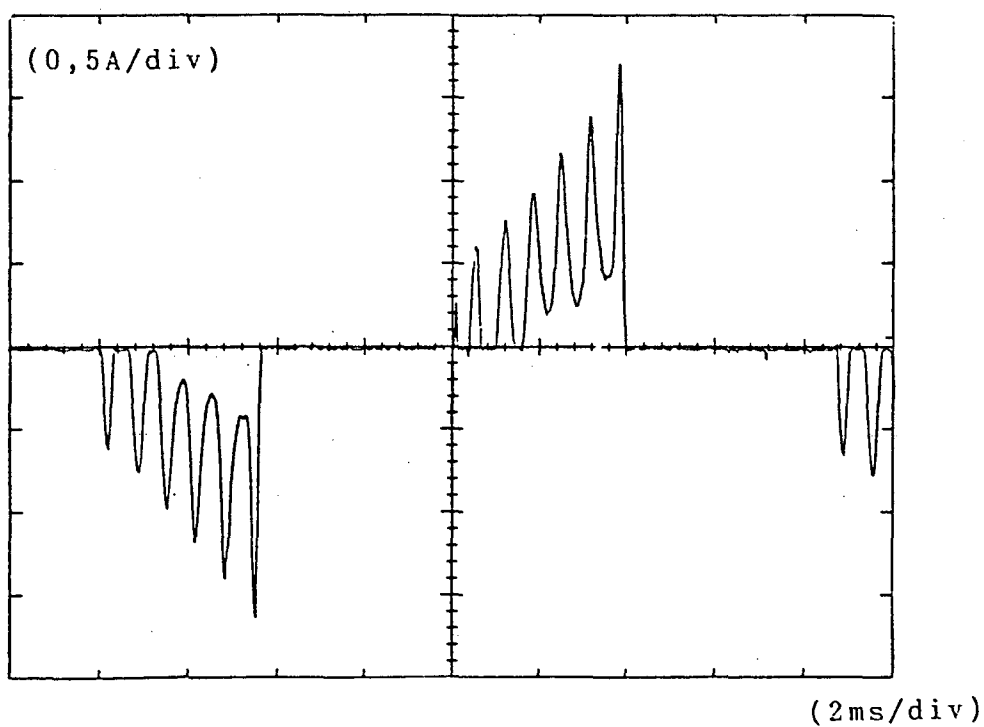


Figura 5.22 - Corrente de saída do inversor.



Não foi possível incluir neste trabalho, devido a falta de componentes, e mesmo equipamentos para sua confecção, os ensaios com filtro sintonizado. O bom desempenho deste filtro, depende da precisão de seus elementos, o que não era possível obter, com o recurso disponível no momento da implementação deste protótipo.

#### 5.5.4 - Desempenho da estrutura para cargas lineares

Pode-se observar na figura 5.23 as curvas de rendimento do protótipo do inversor implementado, para três fatores de potência distintos, variando-se a potência de saída com relação a potência nominal de projeto.

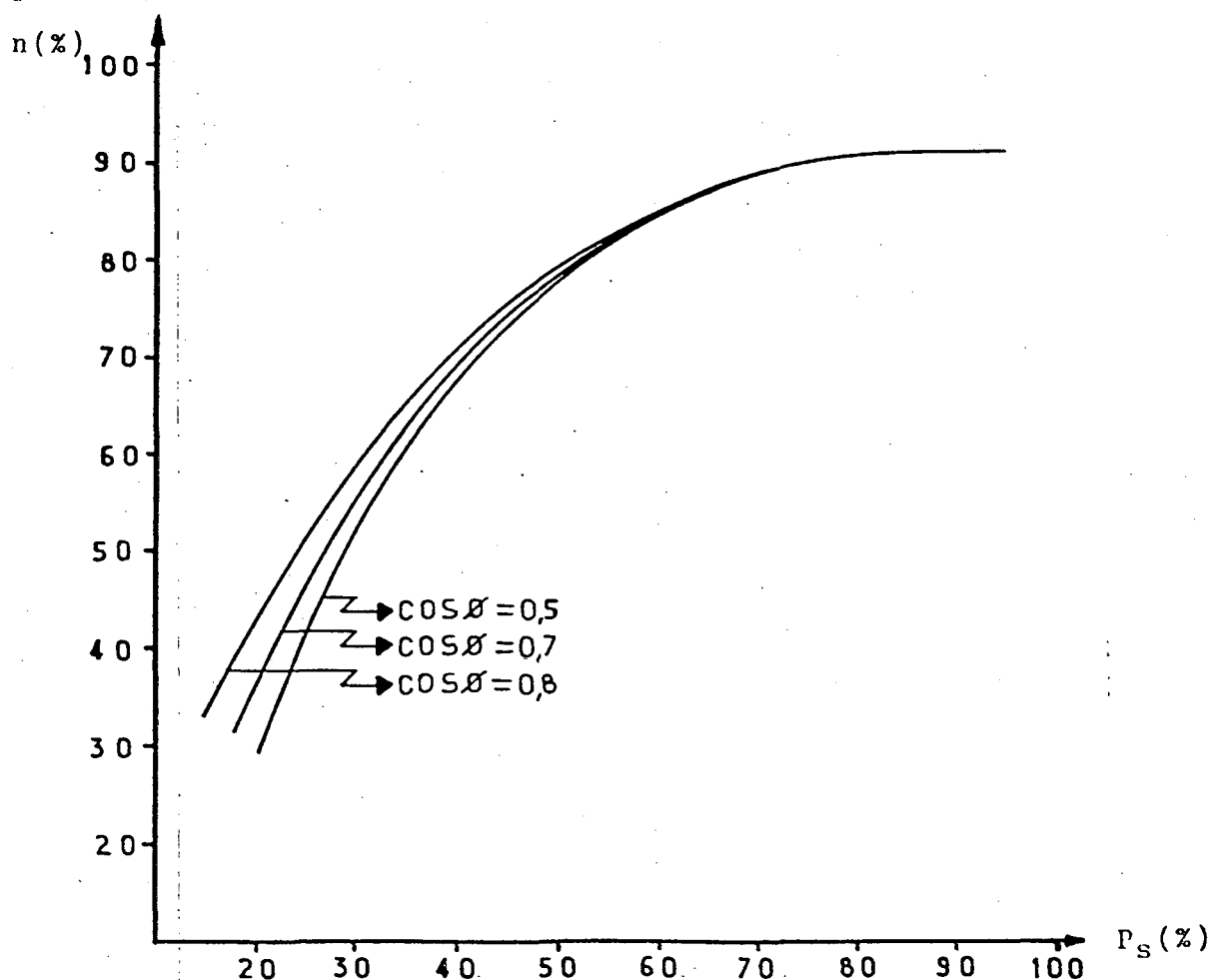


Figura 5.23 - Curvas de rendimento da estrutura.

## 5.6 - Conclusões

Com base nos ensaios realizados no laboratório, chega-se a conclusões sobre o inversor implementado.

- Os resultados práticos confirmam os estudos teóricos, e as simulações feitas do inversor;

- A grande robustez conferida ao inversor, pela característica de fonte de corrente na entrada, que proporciona limitação natural da corrente em caso de curto-circuito;

- Possibilidade de trabalhar-se em alta potência, uma vez que se disponha de elementos de chaveamento de maior porte;

- Comutação não dissipativa em todas as chaves, aumentando o rendimento e, proporcionando menor desgaste dos componentes devido a elevação da temperatura;

- Redução de volume e peso dos dissipadores, também devido a comutação não-dissipativa;

- Confirmação do baixo conteúdo harmônico para alimentação de cargas lineares, e da distorção causada pela carga não-linear.

## A N E X O

## A - Filtro de saída para carga linear

## A.1 - Introdução

Para que as formas de onda de saída estejam livres de distorções deve-se, apesar da modulação, utilizar um filtro, mesmo porque, como já foi visto, existem limites além dos quais a modulação não permite ir. Esta frequência de modulação tanto pode ser limitada por uma condição de projeto, como, por exemplo, devido à frequência de ressonância escolhida, como por uma característica intrínseca de um dado elemento. Cita-se por exemplo o tiristor a ser utilizado, onde o tempo de recuperação real é um fator que tem que ser considerado, para que a estrutura funcione de maneira correta.

Com isto em vista, faz-se o projeto de um filtro de saída do tipo LC, como pode ser visualizado na figura A.1.

## A.2 - Análise do Filtro [15]

Os principais fatores que influenciam na escolha do filtro são:

- a) Tensão de saída;
- b) Faixa de carga;
- c) Frequência de operação;
- d) Conteúdo harmônico.

O filtro LC é constituído, como pode-se observar na figura A.1, por um elemento série (indutor) e um elemento paralelo (capacitor).

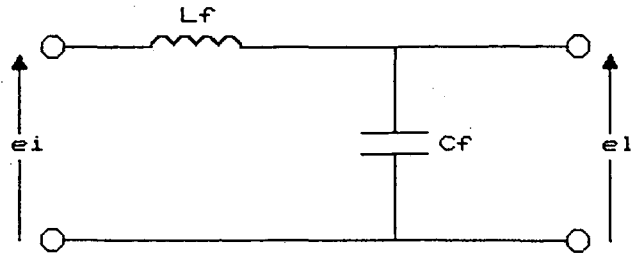


Figura A.1 - Filtro LC.

A função de transferência (usando transformada de Laplace) deste filtro, considerando-se elementos ideais, tem a seguinte forma:

$$\frac{E_l}{E_i}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{2g}{w_0}s + 1} \quad [A.1]$$

Onde:  $w_0$  é a frequência de ressonância do filtro LC, e  $g$  é o fator de amortecimento.

A expressão geral da resposta em frequência, pode ser obtida substituindo-se  $s$  por  $jw$  e  $s^2$  por  $-w^2$ , assim:

$$\frac{E_l}{E_i}(jw) = \frac{1}{-\frac{w^2}{w_0^2} + \frac{j2gw}{w_0} + 1} \quad [A.2]$$

A substituição de  $w/w_0$  por  $p$  na equação A.2 deixa a função de transferência da seguinte forma:

$$\frac{E_l}{E_i} = \frac{1}{-p^2 + j2gp + 1} \quad [A.3]$$

A variável da função de transferência é a frequência. O diagrama de bode da função de transferência encontrada é apresentado a seguir:

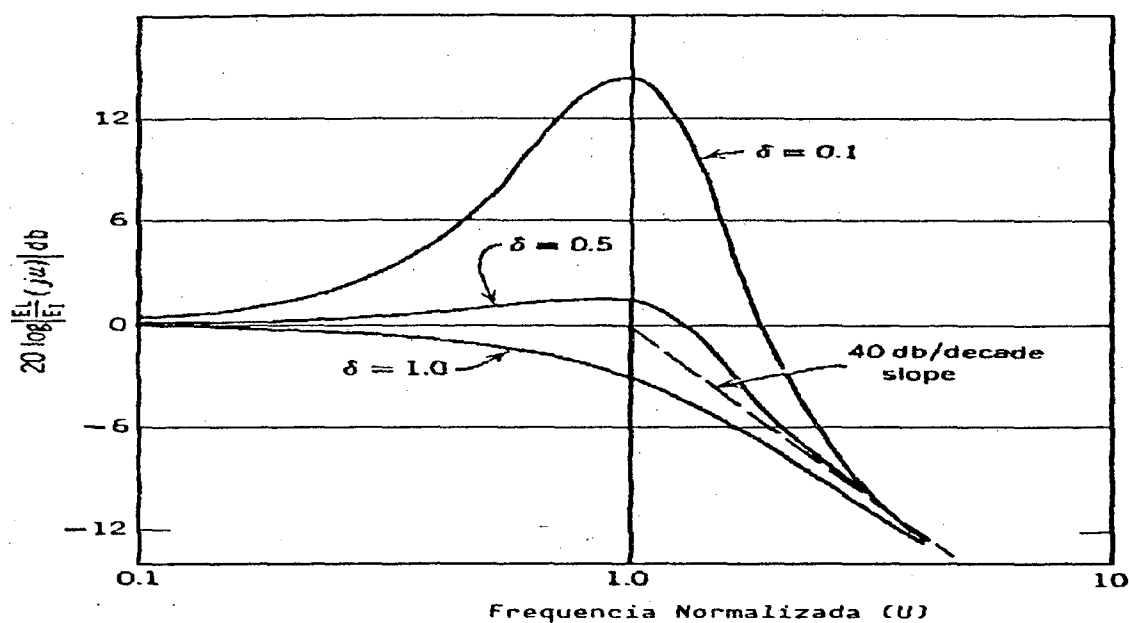


Figura A.2 - Diagrama de bode da função de transferência.

Na prática, o filtro é projetado de modo que a frequência ressonante  $\omega_0$ , esteja abaixo da harmônica a ser eliminada.

As harmônicas a serem eliminadas estão na faixa de frequência em que a curva de atenuação do filtro tem -40dB/dec de inclinação, como pode-se observar na figura A.2.

A curva de resposta da função de transferência do filtro indica que a atenuação da frequência dada é a sua relação com a frequência do filtro.

Existem duas importantes características do filtro relacionadas com o valor do indutor o do capacitor, e são elas:

- Regulação de tensão fundamental  $E_1/E_i$ ;
- Regulação de corrente do inversor  $I_i/I_1$ .

Adotando-se um indutor de grande valor e um capacitor pequeno, o filtro permitirá alta regulação de tensão fundamental e um valor de corrente do inversor levemente maior que a corrente de carga. Ao contrário, adotando-se um indutor pequeno e um capacitor grande, haverá uma baixa regulação de tensão fundamental e um grande aumento na corrente do inversor, sobre a corrente de carga.

No cálculo do filtro, faz-se uma interrelação entre o valor do capacitor e do indutor, analisando o efeito destes sobre o inversor.

Deve-se compreender, então, que para a escolha dos elementos de filtragem deve-se levar em conta dois fatores importantes, que são:

- a) Minimização do conteúdo harmônico a um valor aceitável;
- b) Regulação de tensão e corrente.

#### A.2.1 - Regulação de corrente do inversor

Faz-se agora uma análise da influência do capacitor sobre a corrente do inversor. Mostra-se o filtro para carga RL na figura A.3.

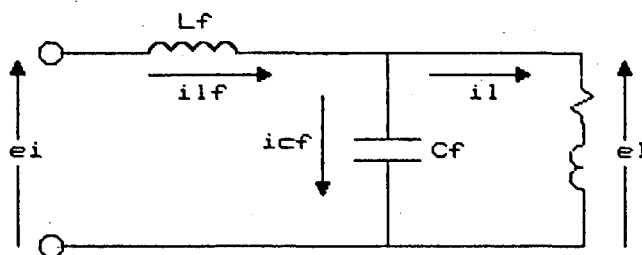


Figura A.3 - Filtro com carga RL.

Considerando-se:

$$I_{lf1} = I_{cf1} + I_{ll1} = E_{11}/Z_{T1} \quad [A.4]$$

$$\text{Onde : } Z_{T1} = \frac{Z_{11} \cdot Z_{c1}}{Z_{11} + Z_{c1}} \quad [A.5]$$

$$Z_{11} = R_{11} + jX_{111} = |Z_1|(\cos\phi + j\sin\phi) \quad [A.6]$$

$\phi \Rightarrow$  ângulo de deslocamento de carga.

$$Z_{cf1} = -jX_{cf1} \quad [A.7]$$

Fazendo:

$$|X_{cf1}| = K_1 |Z_{11}| \quad [A.8]$$

ou

$$K_1 = |X_{cf1}|/|Z_{11}| \quad [A.9]$$

então:

$$Z_{cf1} = -jK_1 |Z_{11}| \quad [A.10]$$

Substituindo-se [A.6] e [A.10] em [A.5], temos:

$$Z_{t1} = |Z_{11}| \cdot \frac{-jK_1(\cos\phi + \sin\phi)}{\cos\phi + j(\sin\phi - K_1)} \quad [A.11]$$

Reagrupando as equações [A.11] e [A.3]:

$$I_{lf1} = \frac{E_{11}[\cos\phi + j(\sin\phi - K_1)]}{|Z_{11}| \cdot K_1(\sin\phi - j\cos\phi)} \quad [A.12]$$

Sendo que:

$$|E_{11}|/|Z_{11}| = |I_{11}| \quad [A.13]$$

Substituindo [A.13] em [A.14], obtém-se:

$$\frac{|I_{i1}|}{|I_{11}|} = \frac{\cos\phi + j(\sin\phi - K_1)}{K_1(\sin\phi - j\cos\phi)} \quad [A.14]$$

A equação [A.14] é a razão entre a corrente fundamental do inversor pela corrente fundamental da carga.

A razão da corrente do inversor pela corrente de carga pode ser menor quando o fator de potência da carga é defazado, como é mostrado na figura A.4.

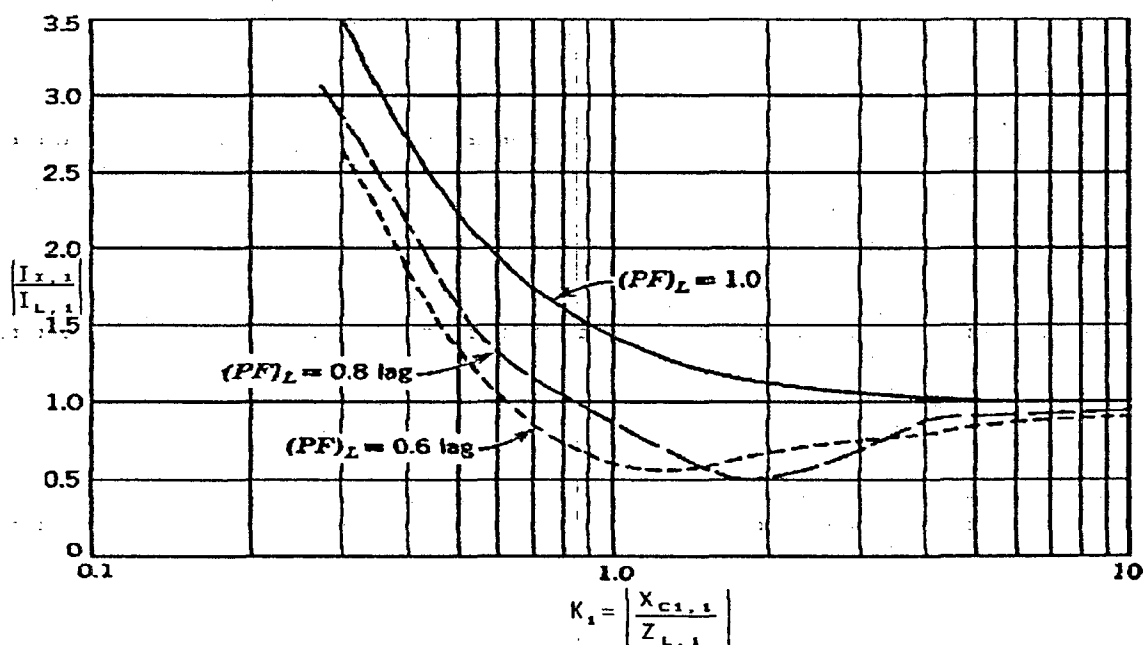


Figura A.4 - Corrente do inversor em função do capacitôr de filtro e do fator de potência da carga.



### A.2.2 - Regulação de tensão

A regulação de tensão da corrente fundamental pode ser expressa por uma razão entre a tensão de carga e a tensão do inversor, que influencia na escolha do capacitor e do indutor.

A tensão fundamental de carga é:

$$E_{11} = E_{i1} - I_{i1} \cdot Z_{1f1} \quad [A.15]$$

$$Z_{1f1} = jX_{1f1} \quad [A.16]$$

Fazendo:

$$|X_{1f1}| = K_2 |Z_{1f1}| \quad [A.17]$$

$$K_2 = |X_{1f1}| / |Z_{1f1}| \quad [A.18]$$

$$\text{Então: } \frac{E_{11}}{E_{i1}} = 1 - \frac{I_{11}}{E_{i1}} jK_2 |Z_{11}| \quad [A.19]$$

$$\frac{I_{11}}{E_{i1}} = \frac{1}{Z_{i1}} = \frac{1}{Z_{t1} + jX_{1f1}} \quad [A.20]$$

Com a equação [A.8] obtém-se:

$$\frac{E_{11}}{E_{i1}} = 1 - \frac{jK_2}{jK_2 + \frac{K_1(\text{sen}\varnothing - j\cos\varnothing)}{\cos\varnothing + j(\text{sen}\varnothing - K_1)}} \quad [A.21]$$

$$\frac{E_{11}}{E_{i1}} = \frac{\frac{K_1(\text{sen}\varnothing - j\cos\varnothing)}{\cos\varnothing + j(\text{sen}\varnothing - K_1)}}{\frac{K_1(\text{sen}\varnothing - j\cos\varnothing)}{\cos\varnothing - j(\text{sen}\varnothing - K_1)} + jK_2} \quad [A.22]$$

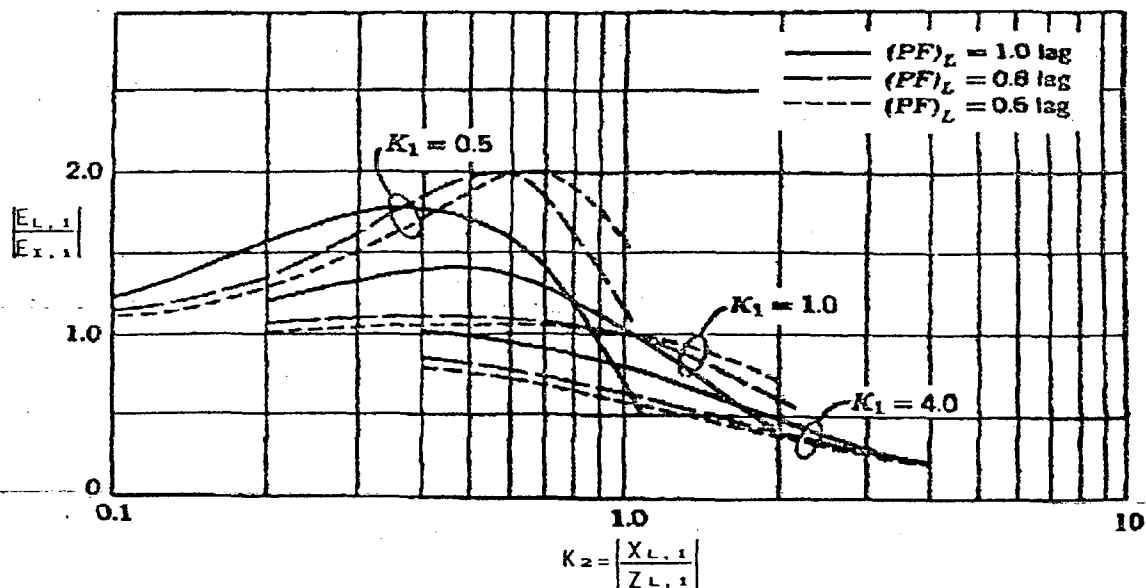


Figura A.5 - Regulação de tensão em função de  $K_1$  e  $\cos\phi$ .

A figura A.5 representa a equação A.22, que é a tensão de carga em função da tensão do inversor, para vários  $K_1$  e fator de potência.

Nota-se que para pequenos valores de  $K_1$  e  $K_2$ , a tensão de carga é maior que a tensão do inversor, já para grandes valores de  $K_1$  e  $K_2$  a tensão de carga é menor que a tensão do inversor. Estas informações são importantes para o cálculo de atenuação de harmônicos.

### A.2.3 - Cálculo para harmônico de ordem $n$

Para os harmônicos de ordem  $n$ , tem-se:

$$|X_{1fn}| = n|X_{1f1}| = nK_2|Z_{11}| \quad [A.23]$$

$$|X_{cfn}| = |X_{cf1}|/n = K_1|Z_{11}|/n \quad [A.24]$$

$$Z_{1n} = R_1 + j|X_{11n}| = R_1 + jn|X_{111}| \quad [A.25]$$

$$\text{Onde: } R_1 = |Z_{11}|\cos\phi \quad [A.26]$$

$$X_{11} = |Z_{11}|\sin\phi \quad [A.27]$$

$$Z_{1n} = |Z_{11}|(\cos\phi + jn\sin\phi) \quad [A.28]$$

$$\frac{E_{1n}}{E_{in}} = 1 + \frac{I_{in}|jX_{1fn}|}{E_{in}} = 1 + \frac{j|X_{1fn}|}{Z_{in}} \quad [A.29]$$

$$\frac{E_{1n}}{E_{in}} = 1 - \frac{j|X_{1fn}|}{Z_{tn} + j|X_{1fn}|} = 1 - \frac{jnK_2|Z_{11}|}{Z_{tn} + jnK_2|Z_{11}|}$$

$$\frac{E_{1n}}{E_{in}} = \frac{jnK_2 + Z_{tn}/(|Z_{11}| - jnK_2)}{jnK_2 + Z_{tn}/|Z_{11}|} \quad [A.30]$$

$$jnK_2 + Z_{tn}/|Z_{11}| = \frac{E_{in}}{E_{1n}} \frac{Z_{tn}}{|Z_{11}|} \quad [A.31]$$

$$K_2 = \frac{1}{jn} \frac{Z_{tn}}{|Z_{11}|} \left( \frac{E_{in}}{E_{1n}} - 1 \right) \quad [A.32]$$

$$\text{Fazendo: } \frac{E_{in}}{E_{1n}} = K_{an} \quad [A.33]$$

Onde:  $K_{an} \Rightarrow$  Atenuação requerida da harmônica n.

$$Z_{tn} = \frac{Z_{1n}(-j|X_{cfn}|)}{Z_{1n} + (-j|X_{cfn}|)} \quad [A.34]$$

$$Z_{tn} = \frac{|Z_{11}|(\cos\phi + jn\sin\phi)(-jK_1/n|Z_{11}|)}{|Z_{11}|(\cos\phi + jn\sin\phi) + (-jK_1/n|Z_{11}|)} \quad [A.35]$$

$$\frac{Z_{tn}}{|Z_{1n}|} = \frac{-jK_1/n(\cos\phi + jn\sin\phi)}{(\cos\phi + jn\sin\phi) - jK_1/n} \quad [A.36]$$

$$\frac{1}{j} \frac{Z_{tn}}{Z_{11}} = - \frac{K_1/n(\cos\phi + jn\sin\phi)}{\cos\phi + j(n\sin\phi - 1/K_1/n)} \quad [A.37]$$

Substituindo [A.37] e [A.33] em [A.32] e com  $K_2$  sendo um número real:

$$K_2 = \frac{K_1}{n^2} \left| \frac{\cos\phi + jn\sin\phi}{\cos\phi + j(n\sin\phi - K_1/n)} \right| (K_{an}-1) \quad [A.38]$$

Abaixo tem-se  $K_2$  em função de  $K_1$ , para a atenuação das harmônicas de ordem  $n$ .

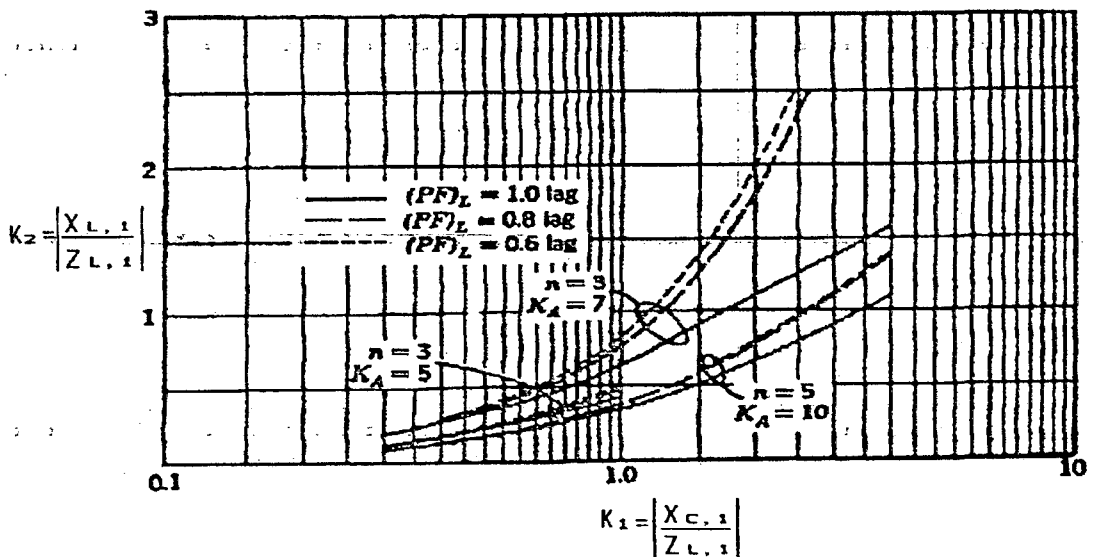


Figura A.6 - Atenuação das harmônicas com  $K_2$  em função de  $K_1$ .

Esta figura mostra que  $K_1$  aumenta com o aumento de  $K_2$ .

## CONCLUSÕES GERAIS

Estudou-se e implementou-se o inversor monofásico de corrente com comutação ZCS e modulação PWM otimizada.

Os resultados experimentais confirmam a análise teórica, e simulações feitas.

O estudo desenvolvido mostrou ser possível, a utilização da topologia em sistemas ininterruptos de energia, podendo-se ressaltar como principais vantagens e desvantagens, as que seguem:

### Vantagens

- Simplicidade de comando;
- O fato de utilizar-se tiristores e fonte de corrente na entrada, confere grande robustez a estrutura;
- Obtém-se para carga linear, baixo conteúdo harmônico na saída, com pequeno filtro, o que leva a diminuição de peso, volume e custo da estrutura;
- Comutação não-dissipativa nas chaves, possibilitando seu melhor aproveitamento, e diminuição dos dissipadores, o que também leva a redução de peso, volume e custo.

### Desvantagens

- Ter-se que utilizar, para alimentação de cargas não-lineares o filtro sintonizado, devido a distorção causada pela própria carga, levando ao aumento de componentes de filtragem na estrutura;
- Ruído audível, devido à frequência de chaveamento do inversor ser baixa (limitado pelo tiristor).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Perin A. J., "Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicos para Conversores Estáticos de Frequência", CBA (minicurso), Belo Horizonte, 1988.
- [2] D'Ávila, A. and Barbi I., "A New Non-Dissipative Commutation High-Frequency Current Inverter Circuit", I Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, 1988".
- [3] Martins D. C., Barbi I. and Mello F. E. N., "Estudo de um inversor ZVS", II Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, 1989.
- [4] Ivo Barbi and Denizar Cruz Martins, "Resonant-Mode Power Converter Developments: Recents Progress and Futures Trends".
- [5] Barbi I., "Projeto de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, UFSC, 1990.
- [6] Unitrode - "Unitrode Power Supply Design Seminar", 1986.
- [7] Barbi I., "Eletrônica de Potência", Editora da UFSC, 1986.
- [8] Souza A. F. and Martins D. C., "Manual de Utilização do Programa SCVOLT - Simulação de Conversores Estáticos Método do Voltímetro", Publicação Interna, UFSC 1990.
- [9] Hector J., "DSN Un Logiciel de Manipulação de Courbes, manual de referência do programa DSN", Versão autorizada, INPT, França, 1992.
- [10] Motorola Semiconductor, "Rectifiers and Zener Diodes Data Books", 1988.

[11] Oliveira, M.A., "Estudo de um Conversor Indireto de Frequência Sem Elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua.", dissertação de mestrado, UFSC, 1987.

[12] Virguetti, S.B., "Estudo de um Inversor com Comutação Não-Dissipativa e Tensão de Saída Senoidal para Cargas Não-Lineares", dissertação de mestrado, UFSC, 1992.

[13] Freeland, S.D., "Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 2, abril 1992.

[14] Gabiatti, G., "Estudo, Desenvolvimento, e Implementação de um Sistema de Alimentação Ininterrupta de Energia", dissertação de mestrado, UFSC, 1991.

[15] Bedford, B.D. & Holft, R.G., "Principles of Inverters Circuits", John Wiley & Sons, EUA, 1964.

[16] Stephen D. Freeland, Member, IEEE, "Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 2, April 1992.

[18] IEEE Orange Book - Emergency and Standby Power, IEEE Press, 1987.

[19] D'Ávila, A., "Comando de um Inversor Trifásico com Modulação PWM Otimizada Utilizando Microprocessador". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1988.

[20] Texas Instruments - "The TTL Data Book", 1984.

[21] Ibrap - "Transistores - Dados e Curvas para Projetos", 1984.

[22] SEMIKRON - "Fast Thyristors - for self-commutated inverters and d.c. choppers", 1983.